

発電機を電源として接続したマトリックスコンバータの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*

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

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

In this paper, we discuss the characteristics of input current vector control of a matrix converter with a generator as the input. The line impedance is higher than the impedance of the power grid, and the resonance between the synchronous reactance of the generator and the input capacitance results in instability behavior operation of the matrix converter. Input current stability control was proposed by the authors as a solution to this problem. However, the efficiency of the generator decreased when conventional control was employed at a light load. By using the proposed method, we can achieve a stable input current by employing proportional-integral-derivative (PID) control and optimize the input power factor according to the pole position of the generator. The validity of the proposed control strategy was confirmed by performing experiments. The proposed control achieves stable operations at an RL load, and a THD of 2.8% 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 (BTB)システムの小形化，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⁽¹⁾⁻⁽¹⁴⁾。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。なお，マトリックスコンバータは一端にフィルタコンデンサが必要であるが，一般にはフィルタコンデンサ側に系統が接続されることから，本論文では，フィルタコンデンサを接続する側を入力側と定義する。

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⁽⁸⁾⁽¹²⁾，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ける，発電機の同期リアクタンスの影響を考慮した入力電流安定化制御(以下，従来法)を提案している⁽¹⁾。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⁽⁸⁾⁽¹⁵⁾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。発電機を電源とするマトリックスコンバータに従来法を適用し，誘導電動機を V/f 制御で駆動することでその

* 長岡技術科学大学
〒940-2188 新潟県長岡市上富岡町 1603-1
Nagaoka University of Technology
1603-1 Kamitomioka-cho Nagaoka, Niigata 940-2188

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発電機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、フィルタコンデンサの電流が無視できない軽負荷や、同期リアクタンスによる電圧降下が顕著となる重負荷時では、発電機の逆起電力に対して力率1で運転することが難しい。

本論文では、軽負荷時における従来法の発電機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発電機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⁽¹⁶⁾(以下、提案法)を提案する。提案法では、フィードバックした発電機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、負荷の大きさ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する。

本稿では、マトリックスコンバータの入力に同期発電機を接続して提案法を適用し、その有用性について検討している。提案法を用いることによって、発電機電源時の動作の安定化を確認するとともに、軽負荷時、重負荷時それぞれの入力力率と発電機電流振幅の関係について検証し、発電機の銅損が低減できることを示す。

2. 軽負荷時の入力力率

図1にマトリックスコンバータと発電機を接続したシステム図を示す。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には共振を抑制するためのダンピング抵抗を挿入する。ダンピング抵抗の挿入方式は、フィルタリアクトルに並列接続する方式と、フィルタコンデンサに直列接続する方式がある。フィルタコンデンサに直列接続する場合、コンデンサの両端電圧は振動が大きく、また、フィルタコンデンサに流入する電流は多くの高調波成分を含むため、損失が大きくなる。従って、損失低減の観点から、ダンピング抵抗は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。

図2(a)に図1の入力一相分を抜き出したマトリックスコンバータの一相分フィルタ回路を、(b)に一相分フィルタ回路をラプラス演算子を導入して表したブロック図を示す。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(相電圧)を \dot{V}_g 、発電機の端子電圧(相電圧)を \dot{V}_c 、発電機電流(線電流)を \dot{I}_m 、フィルタコンデンサに流入する電流を \dot{I}_c 、マトリックスコンバータの入力電流(PWM波形の電流)を \dot{I}_{mc} と定義する。また、入力

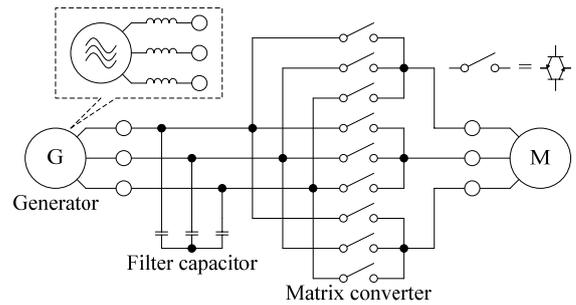
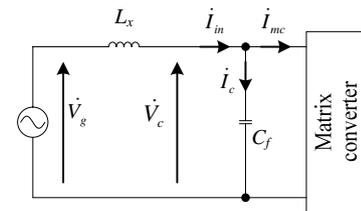
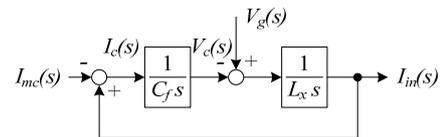


Fig. 1. System configuration diagram of the matrix converter with the generator as input.



(a) Single phase equivalent circuit.



(b) Block diagram of input filter.

Fig. 2. Configuration of input filter.

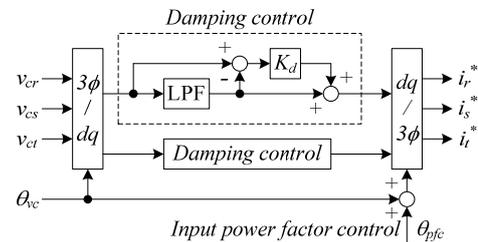


Fig. 3. Conventional input current stability control.

力率を端子電圧と発電機電流の位相差より定義し、発電機の逆起電力と発電機電流の位相差より、発電機内部力率と定義する。

図2(b)より、マトリックスコンバータの入力電流 $I_{mc}(s)$ から発電機電流 $I_m(s)$ までの伝達関数は(1)式となる。

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

(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。

図3に従来の入力電流安定化制御のブロック図を示す。ただし、 v_{cr} , v_{cs} , v_{ca} は発電機各相の端子電圧、 θ_{pfc} は発電機の端子電圧位相角、 K_d は従来法のダンピングゲイン、 i_r^* , i_s^* , i_t^* はマトリックスコンバータの各相の入力電流指令、 θ_{pfc} は入力力率調整角である。また、図2(b)の各変数は2軸成分を持ったベクトル量であるが、図3の各変数はスカラー量で

ある。従来法では、発電機の三相端子電圧を検出して回転座標変換し、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 を乗じて元の信号に重畳し、再び回転座標変換をして三相交流量に復元し、マトリックスコンバータの三相入力電流指令を得る。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電流の制御は電圧変動による外乱やフィルタ電流など影響を考慮することが難しい。以下にフィルタコンデンサ電流の軽負荷時の影響について考察する。

図 2(a)より、発電機電流 \dot{I}_{in} 、マトリックスコンバータの入力電流 \dot{I}_{mc} 、フィルタコンデンサ電流 \dot{I}_c 、発電機の逆起電力 \dot{V}_g 、端子電圧 \dot{V}_c の関係は(2)式となる。

$$\begin{cases} \dot{I}_{in} = \dot{I}_{mc} + \dot{I}_c \\ \dot{V}_g - \dot{V}_c = j\omega L_x \dot{I}_{in} \\ \dot{I}_c = j\omega C_f \dot{V}_c \end{cases} \dots\dots\dots (2)$$

図 4 に(2)式より求めた重負荷時と軽負荷時の発電機電流、マトリックスコンバータの入力電流、フィルタコンデンサ電流の関係をフェーザ図で示す。マトリックスコンバータは入力力率調整角 θ_{pfc} により、マトリックスコンバータの入力電流が基本的に逆起電力と同位相となるように制御される。重負荷時は発電機電流の振幅がフィルタコンデンサ電流に比べ大きいため、フィルタコンデンサ電流の影響は小さい。その結果、マトリックスコンバータの入力電流と発電機電流の位相差は小さく、発電機内部力率をほぼ 1 に制御できる。しかし、軽負荷時では発電機電流の振幅が小さくなるため、相対的にフィルタコンデンサ電流の影響が大きくなり、マトリックスコンバータの入力電流と発電機電流の位相差が大きくなる。すると、発電機の逆起電力と同相に制御しても、発電機内部力率が悪化する。その結果、発電機電流が増加し、発電機の銅損が増加する。

一方、出力電圧 V_{out} は発電機の逆起電力 \dot{V}_g 、変調率 $\lambda(0 \leq \lambda \leq 0.866)$ 、発電機内部力率 $\cos\theta$ より(3)式となる。

$$V_{out} = \lambda |\dot{V}_g| \cos\theta \dots\dots\dots (3)$$

従って、発電機内部力率が悪化すると、発電機の銅損の増大に加えて、電圧利用率が低下する。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. 入力電流ベクトル制御

前章において、発電機をマトリックスコンバータに接続すると入力側で振動が発生する課題に対し、従来法では発電機の端子電圧と同相の振動を三相入力電流指令に重畳することで振動を抑制できること、また、発電機内部力率を 1 に制御することで発電機の銅損を低減し、かつ、電圧利用率を最大にできることを示した。一方で、軽負荷時にはマトリックスコンバータの入力電流の位相と発電機の逆起電力の位相を一致させても、発電機内部力率が悪化する問題

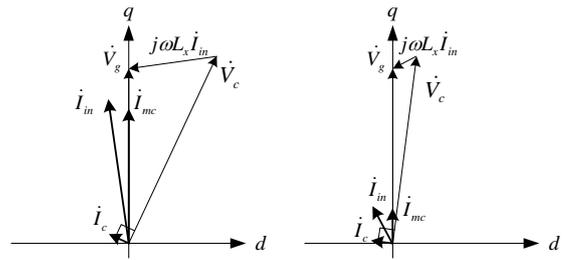


Fig. 4. Relationship among the input current, the input PWM current and the input filter current of the matrix converter.

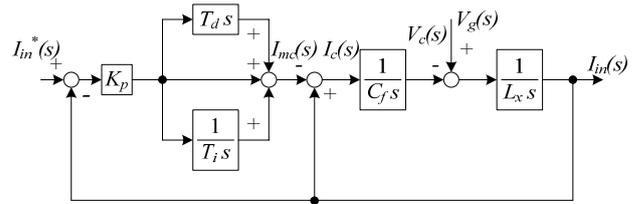


Fig. 5. Block diagram of input current vector control.

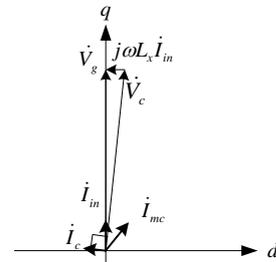


Fig. 6. Relationship among input current, input PWM current and input filter current of input filter with proposed input current vector control.

を指摘した。本章では、発電機電流をフィードバックし、PID 制御を電流制御に適用することで、従来法の振動を抑制する効果と軽負荷時の発電機内部力率の制御に関する課題の両方を解決できる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。ただし、図 5 の各変数は 2 軸成分を持ったベクトル量である。提案法では、発電機電流指令 $I_{in}^*(s)$ と発電機電流 $I_{in}(s)$ の偏差を計算し、電流フィードバックによって発電機電流の安定化を行う。提案法の特徴は、発電機電流指令を発電機内部力率が 1 となるように与え、かつ発電機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制御が可能になる点にある。

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。提案法では発電機電流 \dot{I}_{in} を直接制御可能なため、マトリックスコンバータの入力電流 \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、発電機電流振幅によらず、常に発電機内部力率を 1 に制御できる。この結果、発電機電流を最小にできるので、発電機効率が最大となる。なお、円筒形永久磁石同期発電

機の場合、発電機内部力率を 1 とすることで、最大効率となるが、一方、非突極形永久磁石同期電動機の場合、最大効率を得るには、リラクタンストルクを考慮して電流指令を決定する。電流制御器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発電機電流の振動を抑制しなければならない。そこで、以下に PID 制御における発電機電流の安定化について考察する。

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

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

ただし、 K_i は積分ゲインで、 $K_i=K_p/T_i$ 、 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、分母に一次の 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 項が現れないため、ラウス・フルビッツの安定条件を満たせず、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発電機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)式より状態方程式を導出する際に生じる、各積分項に対応した状態変数である。

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

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

(5)式を用いて、PI 制御、PID 制御での根軌跡を比較し、

※ なお、磁極位置センサが何らかの理由で使用できない場合は、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 L_x 、及び、発電機の運転周波数より推定が可能である。

微分要素の働きを定量的に評価する。

図 7 に(5)式における、比例ゲイン $K_p=0.1$ 、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。本稿では、図 7 の虚軸の最近傍の根に対して安定性を検討する。最近傍の根配置と二次標準形の式を比較することで減衰係数を近似的に計算できる。二次系では、根が原点から $\pm 45deg$ に位置するとき、減衰係数が 0.7 となる。そこで、本稿では根軌跡から、減衰係数が 0.7 となるように微分時間を調整し、1ms と設定した。

図 8 に入力電流ベクトル制御の構成図を示す。ただし、図 5 の各変数がベクトル量であるのに対して、図 8 では各変数をスカラー量で表記していることに注意すること。提案法では、発電機電流位相を発電機の逆起電力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*。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 θ_m を検出する。逆起電力の位相 θ_m を求める積分器は、磁極位置センサの u 相パルスの立ち上がりでリセットする。発電機電流指令値は dq 軸をそれぞれ $i_d^*=0$ 、 $i_q^*=1$ とし、

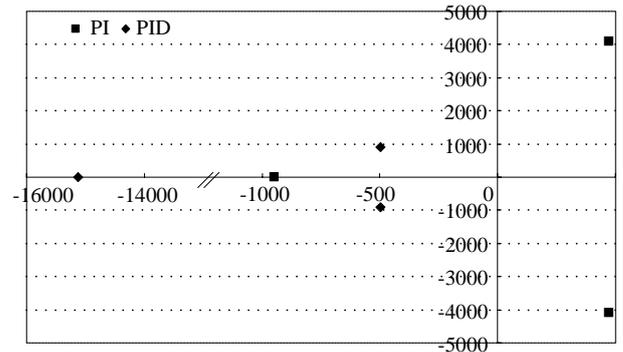


Fig. 7. Root locus of the input vector control.

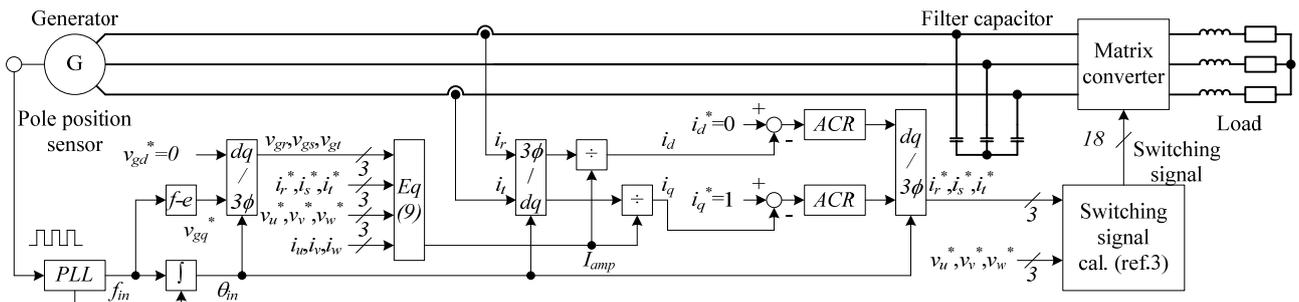


Fig. 8. Configuration diagram of input vector control.

θ_m を用いて発電機電流を回転座標変換することで、発電機電流位相と逆起電力位相を常に同相に制御可能になり、電圧利用率を最適化できる。

マトリックスコンバータの発電機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、有効電力を用いて発電機電流の規格化を行い、検出電流を規格化する。発電機電流の振幅は、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⁽⁵⁾。このとき、出力電力 p_{out} と入力電力 p_{in} は、それぞれ(7)、(8)式のように表すことができる。ただし、 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* は三相出力電圧指令、 i_u 、 i_v 、 i_w は三相出力電流、 v_{gr} 、 v_{gs} 、 v_{gt} は発電機の三相逆起電力、 i_r^* 、 i_s^* 、 i_t^* は規格化した三相発電機電流指令、 I_{amp} は発電機電流振幅である。なお、発電機の三相逆起電力 v_{gr} 、 v_{gs} 、 v_{gt} は PLL より求めた発電機の周波数に逆起電力係数を乗算して計算できる。また、 I_{amp} がゼロの場合、演算が発散するため、リミットを設けて回避する。

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

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

これらより、入力電流の振幅は(9)式のように表すことができる。

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

(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を使用せず、発電機の逆起電力を使用する。また、発電機の逆起電力は直接検出することができないが、逆起電力は発電機の運転周波数に比例するため、逆起電力位相より速度を求め推定する。なお、本システムにおいて入力フィルタの共振周波数を高く設定する場合、同期リアクタンスが大きいためフィルタコンデンサの容量が小さくなり、発電機の端子電圧は振幅が大きくなる。その結果、スイッチング素子を破壊する恐れが発生する。そこで、本システムでは発電機のコンデンサ容量を大きく設定し、端子電圧の振動を小さく抑え、かつ、共振周波数を低くする。以上により、制御周期を共振周波数に対して十分高く設定でき、十分な応答が得られるようになる。

4. 実験結果

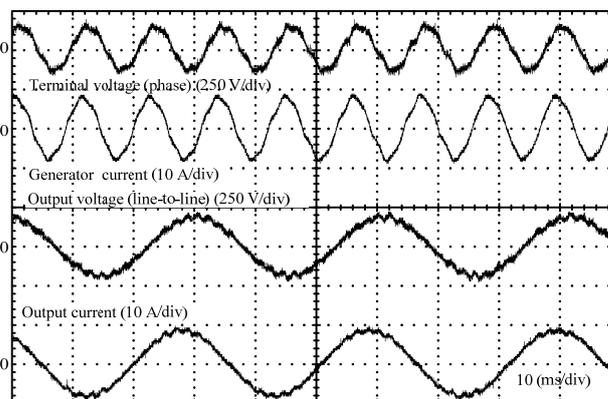
本章では、表 1 の同期発電機を電源とするマトリックスコンバータの実験機を製作し、表 2 の実験条件にて実験を行った。発電機は定格回転数、出力電圧制御は V/f 比一定のオープンループである。また、出力電圧振幅は発電機の逆起電力に変調率を乗算して決定し、V/f 比で除算して周波数を決定している。以上により、提案法の有効性を確認した。なお、本論文では内部磁石形(IPM)発電機を用いているが、逆起電力に含まれる高調波ひずみは無視している。IPM 発電機の突極比や高調波ひずみの扱いについては今後の課題

Table 1. Parameters of the synchronous generator.

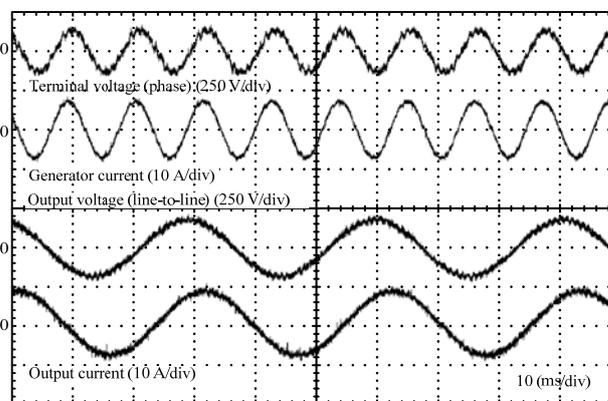
Rated power	3.7 kW	Stator resistance	0.695 Ω
Rated rotational frequency	1800 rpm	d-axis inductance	6.2 mH
Rated Voltage (line-to-line)	180 Vrms	q-axis inductance	15.3 mH
Back e.m.f. (line-to-line)	150 Vrms	Number of pole	6

Table 2. Experimental conditions.

Filter capacitor	6.6 μF	Output frequency	30 Hz
Modulation index	0.866	Carrier frequency	10 kHz
Generator frequency	1800rpm (rated)		
Output control	V/f control (Open-loop)		
Modulation method	Virtual AC/DC/AC conversion ⁽²⁾		
Commutation	Voltage commutation		
Commutation time	2.5μs		
RL load	12.5 Ω, 5 mH		



(a) Without stability control.



(b) Proposed input current vector control.

Fig. 9. Experimental results obtained using an RL load.

とする。

図 9(a)に従来法(図 3 に示す従来の入力電流安定化制御)、および、提案法(図 8 の入力電流ベクトル制御)を適用せず、安定化手法を行わない場合の、(b)提案法を用いた場合の RL 負荷実験結果を示す。安定化手法を全く行わない(a)では、入力フィルタの共振によって端子電圧、発電機電流に大きな振動、ひずみが発生し、それによって出力側もひずんでいるのが確認できる。一方、提案法を適用した(b)では、発電機電流、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、(a)の発電機電流ひずみ率は 10.7%、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(b)では、発電機電流ひずみ率は 2.80%，出力電流ひずみ率は 1.65%となり、発電機電流ひずみ率を約 1/4，出力電流ひずみ率を約 1/2 に低減できる。

図 10 に従来法，および，提案法を適用しない場合(×)，従来法を用いた場合(□)，提案法を用いた場合(■)の発電機電流ひずみ率の変化を示す。従来法，提案法のいずれも適用しない場合はダンピング要素が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，発電機電流ひずみ率は増加する。一方，従来法，及び，提案法を用いた場合では，発電機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，重負荷時においては従来法の発電機電流ひずみ率が増加している。これは，発電機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 に制御する場合には 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。さらに，提案法では重負荷であっても発電機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，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。

図 11 に従来法を適用した場合と提案法を適用した場合における，負荷電力の変化による入力力率(総合力率)と発電機電流振幅の変化を示す。(a)は軽負荷時の入力力率，発電機電流振幅の特性を表し，(b)は重負荷時の特性を示す。

まず図 11(a)より，軽負荷時の動作について考察すると，軽負荷時では発電機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(発電機の逆起電力と発電機電流による力率)を 1 に制御すると入力力率(発電機の端子電圧と発電機電流による力率)も 1 に近づかずである。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，力率の制御を行わない場合，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。発電機電流振幅に着目すると，力率制御を行わない場合では同じ負荷電力に対して発電機電流振幅が大きい，提案法を適用することにより発電機電流振幅の増加を抑えられる。このとき，提案法を用いることで発電機の銅損は最大で 1/3 に低減できる。なお，125W から提案法でも入力力率が急に低下しているのは，出力電力が小さくなり，フィルタ電流の無効電流に対して補正する電流が小さいため，補償しきれなくなるためである。

次に図 11(b)より，重負荷時の特性について検討する。重負荷時における従来法は，入力力率が 1 に制御され，負荷が大きくなるにつれて発電機電流振幅が増加する。一方，提案法は負荷が大きくなるにつれて発電機電流振幅は増加するが，入力力率は低下する。また，発電機電流振幅を従来法と比較すると小さい。これは，従来法では発電機の端子電圧と同相に発電機電流が制御されるために，重負荷時

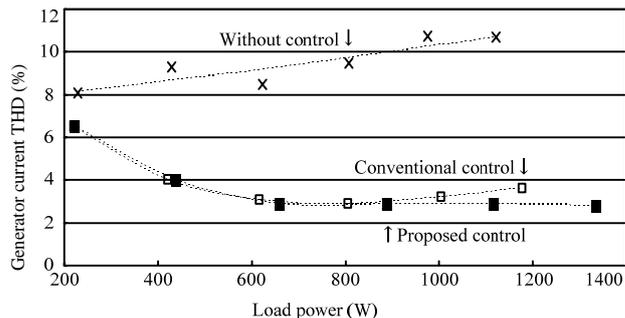
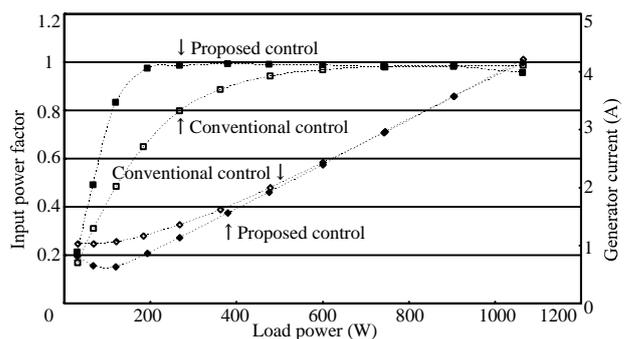
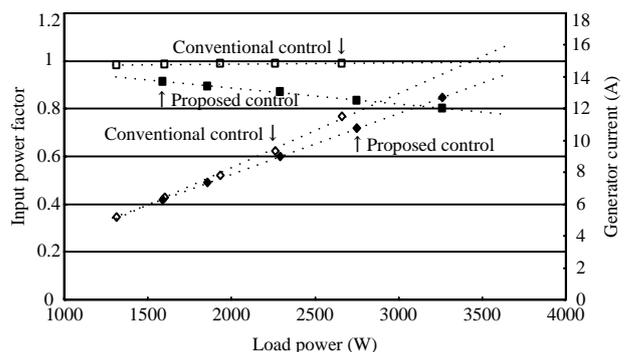


Fig. 10. Generator current THD characteristic by conventional method and proposed method.



(a) Light load.



(b) Heavy load.

Fig. 11. Relationship between load power and input power factor when the proposed method is used and when the conventional method is employed.

には無効電流が増加するのに対し，提案法では発電機内部力率が 1 に制御されているため，無効電流がゼロになるからである。このとき，発電機電流振幅は最大で 14%低減でき，発電機の銅損は 26%減少する。

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発電機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。

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，発電機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、発電機電流ひずみを 1/4 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、重負荷時の発電機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。

(平成●●年●月●日受付, 平成●●年●月●日再受付)

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", JIASC 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・佐藤之彦・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 Iravani: "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)
- (16) 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)

春名順之介 (学生員) 1983 年 7 月 6 日生。2006 年 3 月



長岡技術科学大学電気電子情報工学課程卒業。2008 年 3 月同大学大学院工学研究科修士課程電気電子情報工学専攻修了。同年 4 月博士後期課程エネルギー・環境工学専攻に進学。主に電力変換回路に関する研究に従事。

伊東 淳一



(正員) 1972 年生。1996 年 3 月長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程修了。同年 4 月、富士電機(株)入社。2004 年 4 月長岡技術科学大学電気系准教授。現在に至る。主に電力変換回路、電動機制御の研究に従事。博士(工学)(長岡技術科学大学)。2007 年第 63 回電気学術振興賞進歩賞受賞。IEEE 会員。