

発電機を電源とする マトリックスコンバータの制御法

学生員 春名 順之介* 正員 伊東 淳一*

Control Strategy of a Matrix Converter with a Generator as Input

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

This paper describes a strategy for control of the input current of a matrix converter with a generator as the input. The line impedance is larger than the power grid when the generator is used as the input of the matrix converter. The resonance between the synchronous reactance of the generator and the input capacitance results in unstable behavior of the matrix converter. For a stable operation, stability control is provided to the rotating frame on the generator side. With the proposed method, both generator current and output voltage can be controlled, regardless of the generator speed. In addition, optimal input power factor control is proposed for achieving the maximum modulation index of the matrix converter.

This study confirms the validity of the proposed control strategy on the basis of the results of simulations and experiments. Oscillations in the generator terminal voltage and current can be suppressed by using the proposed stability control. Moreover, the proposed control helps achieve stable operations at a motor load of 1.5 kW, and the THD of the input current is reduced to 3.7%.

キーワード：マトリックスコンバータ，同期発電機，同期リアクタンス，入力電流安定化制御，最適入力力率制御

Keywords：Matrix converter, Synchronous generator, Synchronous reactance, Input current stability control, Optimal input power factor control

1. はじめに

近年、直流リンクを介さずに、商用電源から任意の電圧、周波数の交流に直接変換可能なマトリックスコンバータが注目を浴び、盛んに研究されている⁽¹⁻¹³⁾。その背景として、マトリックスコンバータは従来の PWM 整流器とインバータからなる Back-to-Back システムと比較すると、小形、軽量、長寿命、高効率の利点を有する。また、マトリックスコンバータの高効率化に貢献する逆耐圧を持つ IGBT が開発され、実用化されているため、様々な用途へのマトリックスコンバータの適用が期待されている。

主な適用例として、エレベータやポンプ、空調設備等の電動機駆動用途が挙げられる。応用先としてその他にも多数検討されており、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ている。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の接続が予想される。

一方、マトリックスコンバータの制御方法の課題として、出力電圧と入力電流の同時制御が挙げられる。マトリックスコンバータは入力電圧を直接変換して出力電圧を制御す

るため、入力電圧が変動した場合、出力電圧は低下する。特にマトリックスコンバータと発電機の組み合わせを考慮すると、以下の3つの課題が考えられる。

(1) 発電機は出力インピーダンスが大きく、例えば、マトリックスコンバータと同期発電機が接続された場合では、発電機の同期リアクタンスは数十%となり、入力フィルタコンデンサとの間で共振が発生する。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。

(2) 発電機は運転状況により逆起電力の振幅と周波数が変動するため、マトリックスコンバータの入出力波形制御を変動に追従して制御しなくてはならない。特に発電機側の力率は発電機の効率、およびマトリックスコンバータの電圧利用率に大きく影響するため、両方が最大となる力率に調節する必要がある。

(3) 電源に発電機、負荷に電動機を適用した場合のマトリックスコンバータの運転例はこれまで報告されておらず、入出力の制御で干渉を起こす可能性がある。

これまでに、課題(1)に関しては入力フィルタの共振を抑制する制御や系統インピーダンスが高い場合についての検討はいくつか報告されている⁽⁶⁾⁽⁷⁾⁽¹¹⁾。しかし、発電機のように極端にインピーダンスが高い場合や電源周波数が大きく

* 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, Nagaoka 940-2188, Japan

変動する場合については報告例がなく、またモデリングや適用限界に関して明らかでないと思われる。課題(2), (3)については、これまでにマトリックスコンバータのスイッチング方式⁽¹⁻⁵⁾については多数の研究が発表されているが、マトリックスコンバータの用途について着目した例はそれほどなく、特に発電機と電動機をマトリックスコンバータに接続し、実際に実験により検証した例については筆者らの知る限り報告されていない。

そこで、本論文では発電機を入力に接続したマトリックスコンバータについて、上記 3 つの課題を解決することを目的とする。

まず課題(1)を解決するために、発電機の同期リアクタンスがシステムへ及ぼす影響について考察し、不安定化する原因を解明する。また、システムを安定化するために、発電機の端子電圧の振動成分に基づきマトリックスコンバータの入力電流指令を調整するダンピング制御を適用する。提案方式は回転座標上で制御することで、発電機の回転数に関係なく制御可能である。

次に課題(2)を解決するために、入力電流位相に着目して発電機の逆起電力と端子電圧、出力電圧の関係を明らかにした上で、発電機の効率およびマトリックスコンバータの電圧利用率を最大にするための最適入力率制御を提案する。

さらに課題(3)に対応して、本稿では入力に同期発電機、および出力に誘導電動機を接続した実験機にて安定した制御を実現し、その有用性を検討している。提案制御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、発電機と電動機の干渉を起こすことなく入出力波形を良好に制御できることを確認する。

2. 発電機を接続したマトリックスコンバータの問題点

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図を示す。発電機を同期発電機とし、巻線抵抗を無視するとすれば、発電機の等価回路は電源と同期リアクタンスを直列に接続した回路で表せる。従って、入力フィルタはコンデンサのみを接続することで構成できる。本章では発電機の影響と安定性を検討するために、入力フィルタについて考察を行う。

図 2 に入力フィルタの一相分等価回路を示す。図 2 では負荷は抵抗としているが、マトリックスコンバータの出力電圧を一定に制御することを考えると、実際には発電機の端子電圧により抵抗が変化する定電力負荷である。マトリックスコンバータの負荷電流 i_o は、発電機の端子電圧 v_c 、負荷電力を P_o とすると、(1)式で表される。

$$i_o = P_o / v_c \dots\dots\dots(1)$$

負荷電力 P_o を一定とすれば、(1)式は非線形方程式となるので線形近似を行う。 i_o 、 v_c 、 P_o を定常成分とリプル成分で表し、(1)式を展開することで(2)式を得る。ただし、 P_{os} 、 v_{cs} 、

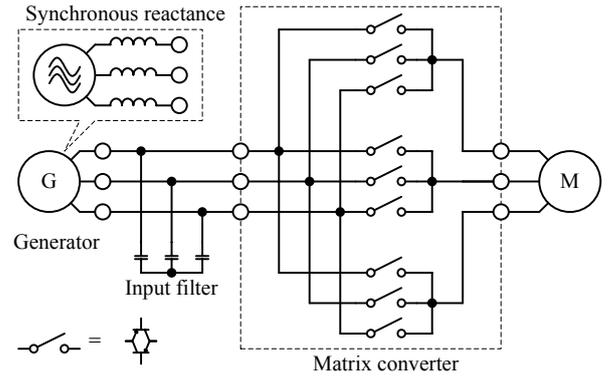


Fig. 1. Configuration diagram of Generator-matrix converter-motor system.

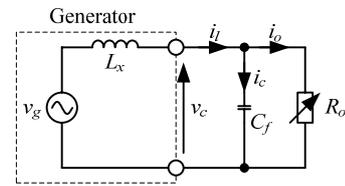


Fig. 2. Single phase equivalent circuit of the input filter including synchronous reactance.

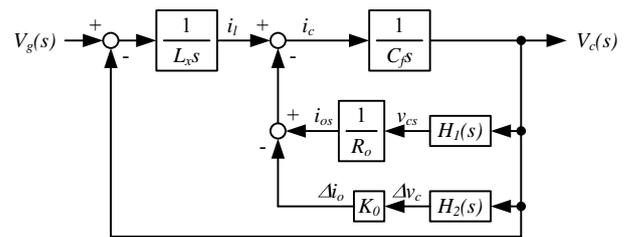


Fig. 3. Block diagram of the input filter.

i_{os} は定常成分、 ΔP_o 、 Δv_c 、 Δi_o はリプル成分である。

$$P_{os} + \Delta P_o = v_{cs} i_{os} + \Delta v_c i_{os} + v_{cs} \Delta i_o + \Delta v_c \Delta i_o \dots\dots\dots(2)$$

(2)式のリプル成分同士を無視し、負荷電流の定常成分とリプル成分に分離して整理すると、(3)、(4)式が得られる。ただし、 R_o は定常的な電力に相当する負荷抵抗である。

$$i_{os} = \frac{P_{os}}{v_{cs}} = \frac{1}{R_o} v_{cs} \dots\dots\dots(3)$$

$$\Delta i_o = \frac{\Delta P_o - \Delta v_c i_{cs}}{v_{cs}} \dots\dots\dots(4)$$

(4)式において、負荷電力を一定に制御すると $\Delta P_o=0$ となる。従って、入力電流リプル Δi_o はフィードバックゲイン K_0 を用いて(5)式で表される。

$$\Delta i_o = -\frac{i_{os}}{v_{cs}} \Delta v_c = -K_0 \Delta v_c \dots\dots\dots(5)$$

図 3 に(5)式を用いた入力フィルタのブロック図を示す。 $H_1(s)$ と $H_2(s)$ はそれぞれ、定常分とリプル成分を分離するフィルタであり、それぞれローパスフィルタとハイパスフィルタのような特性を有しており、 $H_1(s)+H_2(s)=1$ である。このとき、入力フィルタの伝達関数は(6)式となる。

$$\frac{V_c(s)}{V_g(s)} = \frac{1}{L_x C_f} \frac{1}{s^2 + \frac{1}{C_f} \left(\frac{1}{R_o} H_1(s) - H_2(s) K_0 \right) s + \frac{1}{L_x C_f}} \dots\dots (6)$$

入力が発電機の場合は同期リアクタンスが大きいため、フィルタの共振周波数を設定する場合、コンデンサ容量を小さくする必要がある。しかし、フィルタコンデンサを小さくした場合、電圧のリプルが大きくなり K_0 のフィードバックが増加する。 K_0 の係数は負であるため、制動係数が低下し、フィルタ共振によって入力側が不安定になる。また、系統電源を接続する場合、共振を抑制するためにフィルタリアクトルに並列にダンピング抵抗を挿入すると効果的であるが、発電機の場合、電源と同期リアクタンスを分離できないため、ダンピング抵抗を並列に挿入できない。従って、発電機電源時には、フィルタの共振を抑制し、システムを安定にする制御が必要となる。

3. 入力電流安定化制御

前章にて、発電機を接続した場合の入力フィルタについて検討し、問題点を述べた。マトリックスコンバータは出力電圧と同時に入力電流が制御可能なので、入力電流の制御に着目した安定化手法を提案する。

系統に接続されているマトリックスコンバータにおいては、バンドストップフィルタを用いて、系統電圧のリプル成分だけを抜き出して安定化をはかる制御方式が提案されている。しかし、発電機の場合、運転速度に応じて、電源の周波数が変化するので、ストップ周波数を速度に応じて変化させなくてはならず、リプル分だけを抽出することは困難である。そこで、本論文では回転座標上で安定化制御を行う手法を提案する。

図4に提案する入力電流安定化制御のブロック図を示す。提案法では、発電機の端子電圧 v_{cr} , v_{cs} , v_{cl} を検出し、回転座標変換を行う。回転座標上では基本波成分は直流に、高調波成分は直流リプルに変換される。基本波成分と高調波成分を分離するために、時定数の大きいローパスフィルタを用いて直流成分のみを抽出する。ここで、入力側の安定化のために、ダンピング制御⁽⁷⁾⁽¹⁴⁾を導入する。元の直流からローパスフィルタの出力を減算し、直流リプルのみを抽出する。その後、分離した高調波成分をゼロとするようにゲイン K_d を乗算し、基本波成分に重畳する。最後に三相座標変換を行い、入力電流指令 i_r^* , i_s^* , i_t^* とする。

提案方式の特徴は、発電機の回転数に応じたダンピング制御が可能にある点にある。回転座標上では、逆起電力の基本波周波数は発電機の回転数に依存せずすべて直流となるため、帯域を選別する周波数を容易に可変できる。また、基本波成分以外を取り出すバンドストップフィルタをローパスフィルタに置き換えられるため、演算が簡単となる。さらに、入力電流指令には、発電機の端子電圧の振動を抑制する指令が重畳されているため、端子電圧の変動を減衰し、かつ、入力電流はひずみのない正弦波に制御できる。

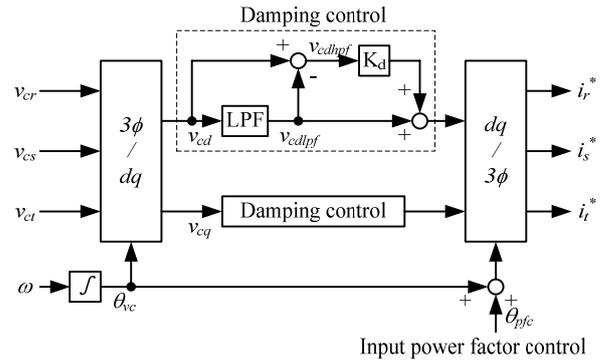


Fig. 4. Block diagram of the proposed input current stability control.

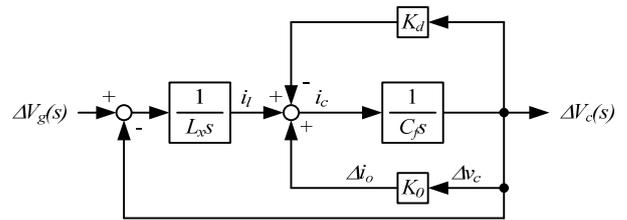


Fig. 5. Block diagram of the transfer function of the input current stability control.

図5にリプル分のみを考慮した入力電流安定化制御の伝達関数のブロック図を示す。バンドストップフィルタを理想とし、リプル分のみを考えているので、ダンピング制御は V_c からゲイン K_d による負帰還にみえる。このとき、伝達関数は(7)式で表される。

$$\frac{\Delta V_c(s)}{\Delta V_g(s)} = \frac{1}{L_x C_f} \frac{1}{s^2 + \frac{1}{C_f} (K_d - K_0) s + \frac{1}{L_x C_f}} \dots\dots (7)$$

(6)式と比較すると、ダンピングゲイン K_d によって減衰係数が調整可能であることがわかる。(7)式の減衰係数 ζ を(8)式に示す。

$$\zeta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L_x}{C_f}} (K_d - K_0) \dots\dots (8)$$

よって、ダンピングゲイン K_d は(9)式で求められる。(9)式より所望の制動係数となるように K_d を求める。

$$K_d = K_0 + 2 \sqrt{\frac{C_f}{L_x}} \zeta \dots\dots (9)$$

4. 最適入力力率制御

図4において、三相座標変換する際に、発電機の端子電圧の回転角 θ_{vc} に入力力率調整角 θ_{pfc} を加えることによってマトリックスコンバータの入力力率の調整が可能となる。発電機を電源とする場合、入力力率の調整によって端子電圧が変動する。また、入力電流は同期リアクタンスによって逆起電力との間に位相遅れが発生する。本章では入力力率、端子電圧および電圧利用率の関係を明らかにし、入力

力率制御の最適化を提案する。

〈4・1〉 入力力率と発電機の端子電圧の関係

図6に入入力力率角 θ_{pfc} を変動させた場合の入力電流ベクトル \dot{I}_m 、発電機の端子電圧ベクトル \dot{V}_c 、発電機の逆起電力ベクトル \dot{V}_g の関係を示す。なお、これらのベクトルはフェーザベクトルである。図6では、d軸を磁束方向、q軸を逆起電力方向と定義する。従って、発電機の逆起電力 \dot{V}_g はq軸上に位置する。次に、発電機の出力力率とマトリックスコンバータの入入力力率の関係について述べ、マトリックスコンバータの入入力率を定義する。

発電機の端子電圧ベクトル \dot{V}_c は、入力電流ベクトル \dot{I}_m と発電機の同期リアクタンスによって電圧降下が発生する。(10)式に、発電機の逆起電力と端子電圧、入力電流の関係式を示す。ただし、 $\dot{V}_g = jv_g$ で、 v_g は発電機の逆起電力ベクトルのq軸成分ある。

$$\dot{V}_c = \dot{V}_g - j\omega L_x \dot{I}_m \dots\dots\dots (10)$$

(10)式より、フィルタコンデンサのアドミタンスを Y_c とすると、フィルタ電流は(11)式となる。

$$\dot{I}_f = jY_c(\dot{V}_c - j\omega L_x \dot{I}_m) \dots\dots\dots (11)$$

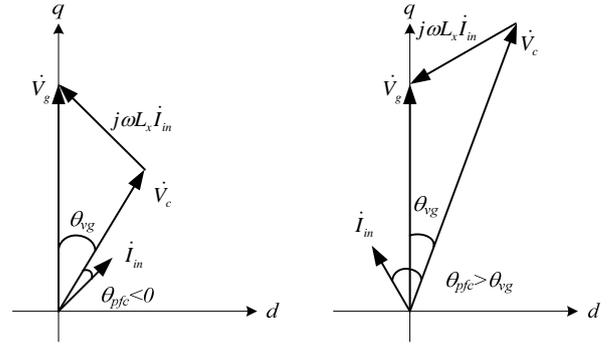
次に、入力電流ベクトル \dot{I}_m はマトリックスコンバータの電流 \dot{I}_{mc} とフィルタ電流 \dot{I}_f を用いて(12)式で表される。

$$\dot{I}_m = \dot{I}_{mc} + \dot{I}_f \dots\dots\dots (12)$$

発電機の出力力率は発電機の端子電圧ベクトル \dot{V}_c 、入力電流ベクトル \dot{I}_m から定義され、マトリックスコンバータの入入力率は、端子電圧ベクトル \dot{V}_c とマトリックスコンバータの電流 \dot{I}_{mc} から定義される。ここで、発電機の同期リアクタンスは数十%あるのに対し、フィルタコンデンサのアドミタンスは数%程度である。たとえば、発電機の同期リアクタンスを50%、フィルタコンデンサのアドミタンスを10%とすると、(10)~(12)式よりフィルタ電流 \dot{I}_f は入力電流の5%となるためフィルタ電流を無視できる。フィルタ電流を無視する場合、発電機の出力力率とマトリックスコンバータの入入力率は同義となる。

以上をふまえ、入力力率角 θ_{pfc} を発電機の端子電圧ベクトル \dot{V}_c と入力電流ベクトル \dot{I}_m との位相差と定義する。また、(10)式より生じる発電機の逆起電力ベクトル \dot{V}_g と端子電圧ベクトル \dot{V}_c の位相差を負荷角とする。なお、入力力率は、端子電圧ベクトル \dot{V}_c を基準として、d軸方向に入力電流ベクトル \dot{I}_m が位置する場合を遅れ方向とし、q軸方向に位置する場合を進み方向とする。

図6(a)は入力力率を遅れ制御($\theta_{pfc} < 0$)した場合のベクトル図、(b)は進み力率制御($\theta_{pfc} > \theta_{vg}$)時のベクトル図である。発電



(a) Lag power factor ($\theta_{pfc} < 0$) (b) Lead power factor ($\theta_{pfc} > \theta_{vg}$)

Fig. 6. Relationship among the input current, generator terminal voltage and electromotive force of the generator.

機の端子電圧は逆起電力に対して、入力電流と同期リアクタンスによって電圧降下が発生する。遅れ力率制御の場合、(a)より、発電機の逆起電力に対して振幅が減少する方向に変動する。一方、進み力率制御の場合、(b)より、発電機の逆起電力に対して振幅は増加する方向に変動する。つまり、発電機電源時は入力力率を進み制御することによって端子電圧を増加できる。

〈4・2〉 出力電圧と入力力率の関係

マトリックスコンバータは自由に入力力率を制御できるが、マトリックスコンバータを含む直接形電力変換器では入力電圧を直接スイッチングによって変調するので、出力電圧は入力力率によって変動する。(13)式にマトリックスコンバータの出力電圧最大値 V_{out} と発電機の端子電圧の最大値 \dot{V}_c 、入力力率 $\cos\theta_{pfc}$ の関係を示す。ただし、 λ は変調率($0 \leq \lambda \leq 0.866$)である。

$$V_{out} = \lambda |\dot{V}_c| \cos\theta_{pfc} \dots\dots\dots (13)$$

従って、変調率 λ を一定とすると、図6(a)では発電機の端子電圧 \dot{V}_c が小さくなるので出力電圧は小さくなり、(b)では \dot{V}_c は増加するが、位相差 θ_{pfc} が大きいため力率が悪化し、所望の出力電圧が得られない。つまり、発電機電源の場合、進み力率制御によって発電機の端子電圧が増加するが、力率が悪化するため、端子電圧上昇分だけ出力電圧が増加するとは限らない。そこで、本論文では、発電機の逆起電力を基準とし、入力力率と出力電圧の関係を議論した上で、電圧利用率(入力電圧と出力電圧の比)が最大となる最適入力力率制御を検討する。ただし、ここでは簡単のため円筒形同期発電機を想定している。

図6において、発電機の端子電圧と入力電流を用いて発電機の複素電力 \dot{P}_c を求めると、(10)式の関係から(14)式が得られる。ただし、 i_d は入力電流 \dot{I}_m のd軸成分、 i_q はq軸成分である。

$$\dot{P}_c = \overline{\dot{V}_c} \dot{I}_m = v_g i_q + j\{\omega L_x (i_d^2 + i_q^2) - v_g i_d\} \dots\dots\dots (14)$$

(14)式では、実部は有効電力であるため、瞬時有効電力 P は(15)式となる。

$$P = v_g i_q \dots\dots\dots (15)$$

(14), (15)式より、入力力率 $\cos\theta_{pfc}$ は(16)式で求められる。

$$\cos\theta_{pfc} = \frac{P}{|P_c|} = \frac{v_g i_q}{\sqrt{v_g^2 i_q^2 + \{\omega L_x (i_d^2 + i_q^2) - v_g i_d\}^2}} \dots\dots\dots (16)$$

(16)式を(13)式に代入し、整理すると、出力電圧 V_{out} は(17)式となる。

$$V_{out} = \lambda v_g \frac{i_q}{\sqrt{(i_d^2 + i_q^2)}} \dots\dots\dots (17)$$

(17)式から明らかなように、出力電圧を最大とするには $i_d=0$ となるように入力電流位相を調整すればよい。このとき、逆起電力に対し電圧利用率が最大となり、出力電圧 V_{outmax} は(18)式で表される。また、同時に d 軸電流がゼロであることから、発電機の効率は最大となる。

$$V_{outmax} = \lambda v_g \frac{i_q}{\sqrt{i_q^2}} = \lambda v_g \dots\dots\dots (18)$$

このとき、発電機の端子電圧は逆起電力の $1/\cos\theta_{vg}$ となる。

図7に表1の発電機モデル、および、表2のシミュレーション条件を用いた場合の、入力力率の変動に対する発電機の端子電圧と出力電圧の変動のシミュレーション結果を示す。図7は純粋に入力力率の変化による出力電圧の影響を確認するため、負荷電力は一定している。マトリックスコンバータの入力力率を1に制御すると($\theta_{pfc}=0$)、出力電圧は電圧指令が120Vなのに対し、115Vとなり、電圧指令に応じた出力電圧が得られない。また、遅れ力率制御を行う場合($\theta_{pfc}<0$)は、発電機の端子電圧と出力電圧の両方が低下しており、図6(a)のベクトル図の動作が確認できる。一方、進み力率制御の場合($\theta_{pfc}>0$)は、発電機の端子電圧は上昇を続けるが、出力電圧はある角度まで上昇し、それ以降は減少している。これは図6(b)のベクトル図により考察した結果と一致している。さらに、この条件では $i_d=0$ となる位相角を机上計算より求めると $\theta_{pfc}=26\text{deg}$ となる。シミュレーション結果では、このとき出力電圧は121Vで最大となっており、出力電圧指令に一致する。なお、このとき、発電機の端子電圧の理論値は168Vであり、シミュレーション結果とほぼ一致している。以上から、検討結果の妥当性が確認できた。

5. 発電機の電圧変動補償

発電機の逆起電力は発電機の回転数に応じて変動するため、マトリックスコンバータの入力端子電圧は発電機の運転状況によって変動する。従って、所望の出力電圧を得るためには、発電機電圧の変動に応じて出力電圧振幅を補償する必要がある。マトリックスコンバータの出力電圧は(13)

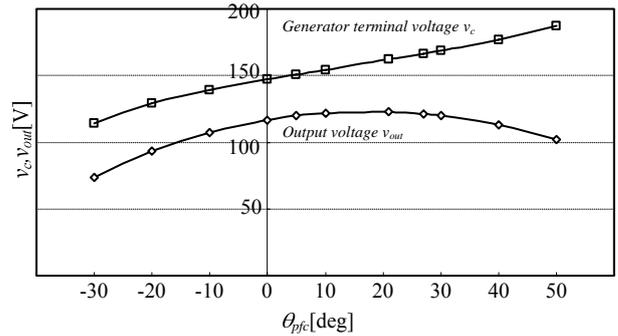


Fig. 7. The input power factor between generator terminal voltage and output voltage.

Table 1. Generator parameters.

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. Simulation and experimental conditions.

Output power (constant)	1.5 kW	Modulation index	0.8
Output power factor	0.8	Output frequency	90 Hz
Filter capacitor	6.6 μF (5.6%)	Carrier frequency	10 kHz
Modulation method		Virtual AC/DC/AC conversion ⁽²⁾	
Commutation		Voltage commutation	
Commutation time		2.5 μs	
Load	Simulation	Current source load	
	RL load	6.25 Ω, 5 mH	
	Motor load	1.5kW 4pole Induction motor	

式から明らかなように電源電圧の変動だけでなく、入力力率によっても変動するが、従来は常に力率1で制御するので、従来ではマトリックスコンバータの入力端子電圧を検出し、電圧変動に応じて出力電圧を補償すればよい。しかし、発電機入力の場合、入力力率は運転条件により変化するため、端子電圧を検出しただけでは入力力率の変動分を補償できず、出力電圧の変動を完全に補償できない。

そこで、本稿では、逆起電力に着目した出力電圧の補償方法を提案する。(18)式から明らかなように、 $i_d=0$ で制御しているときは、マトリックスコンバータの出力電圧は逆起電力のみに比例する。そこで、逆起電力の変動の大きさに反比例して出力電圧を補償する。なお、逆起電力は発電機の速度から求められ、速度は発電機の磁極位置センサを用いて検出する。

図8に提案する出力電圧補償制御を用いたシステム制御ブロック図を示す。発電機の磁極位置センサより、磁極位置を検出し、PLLによって逆起電力位相、および周波数 f_{in} を演算する。発電機の逆起電力位相は入力電流安定化制御に使用する。逆起電力は周波数に比例するため、検出した周波数で変調率 λ を除算することで、発電機の逆起電力の減少分だけ変調率 λ が増加し、出力電圧を補償できる。

なお、出力電圧の最大値は逆起電力の0.866倍以下であり、出力電圧指令がこの値を超えるときは過変調となり、入出力の波形は悪化する。

6. 実験結果

本章ではこれまでに提案した制御法を用いて RL 負荷, および誘導電動機負荷で実験を行い, その有用性を検討する。

〈6・1〉 RL 負荷実験結果

図 9 に表 1 の同期発電機と表 2 の実験条件を用いた場合の RL 負荷による実験結果を示す。図 9(a)は入力電流安定化制御を行わない場合, (b)は提案制御手法を導入した場合の実験結果であり, (a), (b)ともに, 同条件で実験を行っている。(a)ではフィルタの共振が発生し, 発電機の端子電圧, 入力電流に大きなひずみが生じている。また, 入力ひずみが出力側にも影響し出力側もひずんでおり, システムが不安定となっているのが確認できる。従って, 2章で示した発電機を接続したマトリクスコンバータの不安定動作と実験結果が一致している。一方, (b)より, 入力電流安定化制御を導入することでフィルタ共振を抑えることができ, 発電機の端子電圧, 入力電流ともに, ひずみを抑制できているのが確認できる。また, 入力側が安定に制御できるため, 出力側にもひずみが発生せず, 出力電圧, 電流ともに良好な結果が得られている。

図 10 に RL 負荷における, 入力力率を変動させた場合の発電機の端子電圧, 出力電圧の関係を示す。表 2 より, フィルタコンデンサのアドミタンスは 5.6%であるので, 実験においてもフィルタ電流の影響を無視することができ, 発電機の出力力率とマトリクスコンバータの入力力率は等しい。シミュレーション結果と同様に, マトリクスコンバータの入力力率を 1 に制御した場合($\theta_{pfc}=0\text{deg}$), 出力電圧は 108V となり, 所望の出力電圧が得られていないのが確認できる。 $\theta_{pfc}=26\text{deg}$ としたときの発電機の端子電圧は理論値 172V に対し, 実測値 173V, 出力電圧は理論値 120V に対し, 実測値 118V となり, 理論値と実測値がほぼ一致することから, フィルタ電流の影響を無視しても影響はない。以上より, 入力力率制御を行うことができ, 提案する最適入力力率制御の妥当性が確認できる。なお, 入力力率を 1 に制御した場合, 図 7 のシミュレーション結果と一致しない理由は, 図 7 では負荷電力一定であるのに対し, 実験結果では負荷抵抗一定であるためである。

〈6・2〉 誘導電動機の負荷実験結果

図 11 に表 1 の同期発電機, 表 2 の誘導電動機負荷を用いて, 出力電力を 1.5kW としたときの実験結果を示す。誘導電動機の制御には V/f 制御を用いている。誘導電動機負荷の場合も RL 負荷時と同様に, 入力電流安定化制御によって発電機の端子電圧, 入力電流にはフィルタ共振による大きなひずみや脈動が発生せず, 正弦波状に制御できている。このときの入力電流ひずみ率は 3.7%, 出力電流ひずみ率は 1.7%, 変換機効率は 95.7%となり, 提案する安定化制御が誘導電動機の駆動に影響を与えることなく, 入出力を安定に制御可能であることを示している。

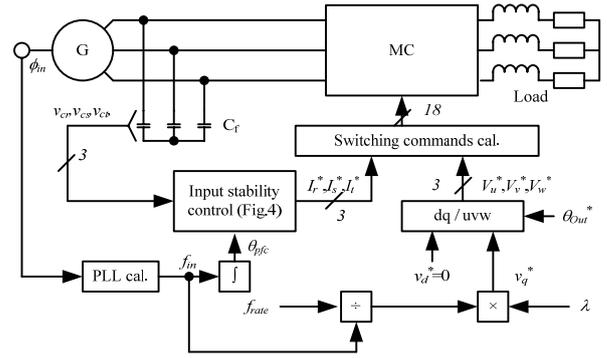
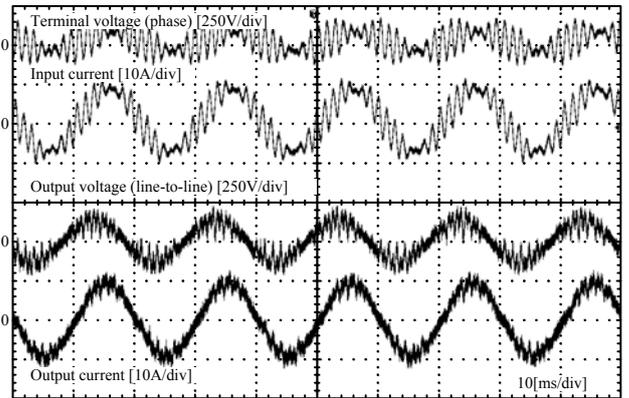
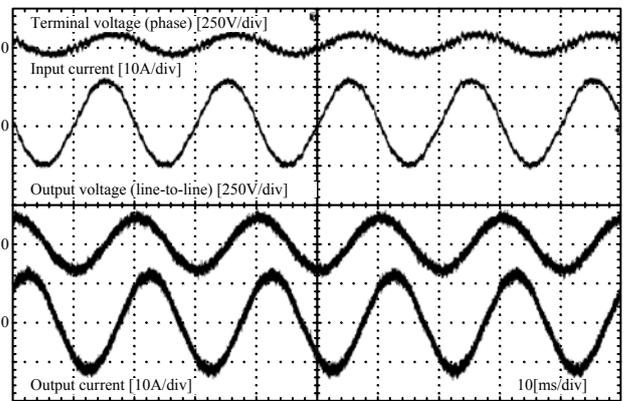


Fig. 8. The system control block diagram using the proposed output voltage compensation.



(a) Conventional control.



(b) Proposed input current stability control.

Fig. 9. Experimental waveforms with RL load.

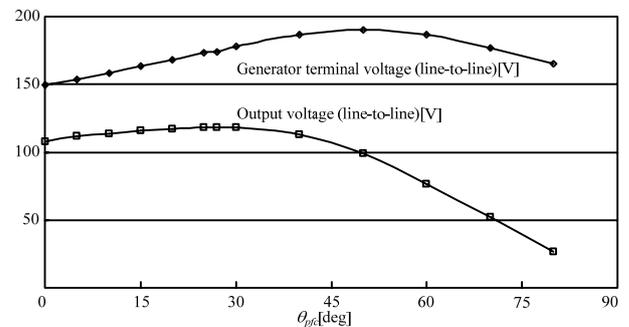


Fig. 10. Experimental waveforms with RL load.

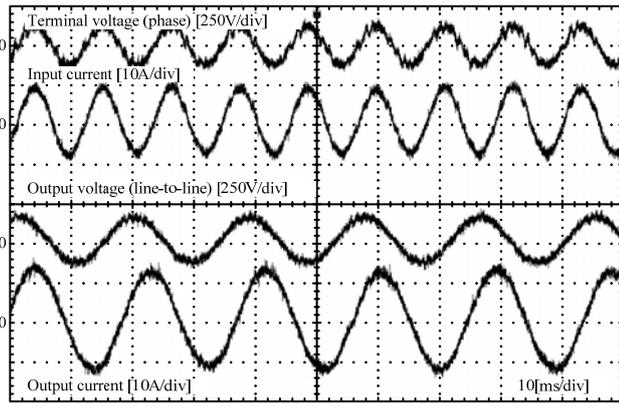


Fig. 11. Experimental waveforms with induction motor load.

〈6・3〉 誘導電動機に加減速実験結果

図 12 に誘導電動機に加減速実験結果を示す。誘導電動機は 150r/min から 1500r/min までを 0.3sec で加減速させている。本システムでは誘導機の急加速、減速によって入力電流が変動する際に、発電機の端子電圧が急激に上昇し、不安定になる可能性があるが、図 13 より、加減速時に入力電流が大きく上昇しても、発電機の端子電圧はほぼ一定値となっているのが確認できる。同様に、減速時にも入力電流は上昇するが、端子電圧は一定に制御されている。従って、入力電流安定化制御を用いることで、入力電流の急峻な変化に対してもシステムを安定に制御可能であることが確認できる。さらに、出力電圧、電流に着目すると、加減速の前後で大きな脈動が発生せず、電動機回転数を変化させてもシステムに影響を及ぼさないのが確認できる。

〈6・4〉 同期発電機加減速実験結果

図 13 に同期発電機を定格回転数 1800r/min から 1350r/min まで減速させ、その後定格回転数まで加速した加減速実験結果を示す。マトリックスコンバータの出力電圧は同期発電機定格電圧の 40%一定とし、同期発電機は 0.5sec で加減速させている。図 14(a)は提案する出力電圧補償法を用いない場合、(b)は出力電圧補償を用いた場合の実験結果である。(a)より、提案電圧補償法を用いない場合、同期発電機が減速すると発電機の端子電圧が減少し、出力電圧も減少しているのが確認できる。さらに、加減速の直後で大きく出力電圧が下がっており、発電機の運転状況が急に変化した場合、出力側が不安定になることがわかる。一方、出力電圧補償法を用いた(b)では、発電機の端子電圧が減少した場合でも、出力電圧は一定に制御できている。また、出力電圧が一定なので、発電機の端子電圧の減少によって入力電流が増加するが、入力電流は不安定になることなく制御されており、提案する出力電圧補償方式が入力側の制御に影響を及ぼさないことが確認できる。

以上より、提案する制御手法を用いることで、発電機をマトリックスコンバータに接続した場合でもシステムを安定に制御することが可能であり、かつ、電動機の駆動にも対応できることが確認できた。

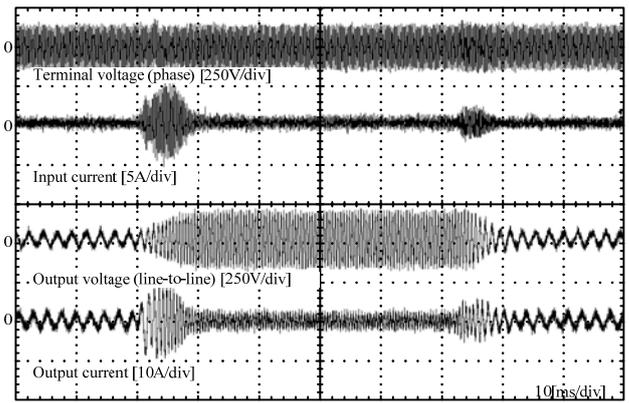
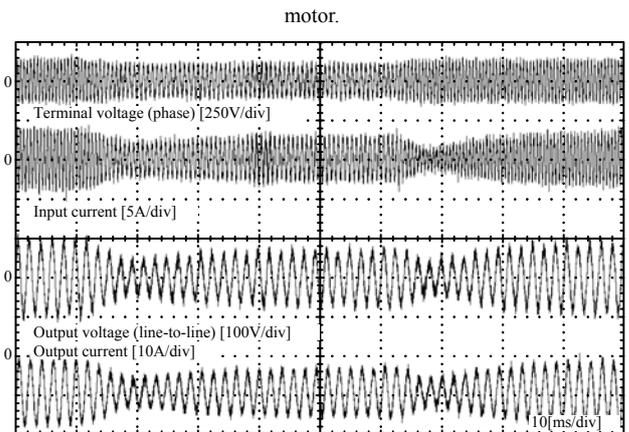
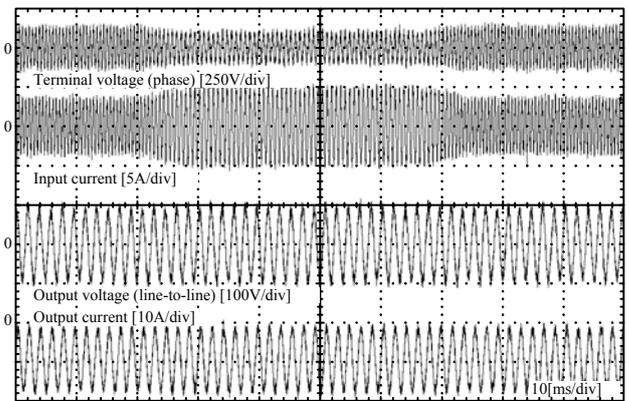


Fig. 12. Accelerating and decelerating result of the induction motor.



(a) without output voltage compensation.



(b) Proposed output voltage compensation.

Fig. 13. Accelerating and decelerating result of the synchronous generator using proposed output voltage compensation.

7. まとめ

本論文では、マトリックスコンバータに同期発電機と誘導電動機を接続した場合の動作特性について検討した。発電機の同期リアクタンスによるシステムの不安定性を検証し、解決策として、入力電流の制御に回転座標変換とダンピング制御を組み合わせた安定化制御を提案し、発電機側の安定化と回転数の変動に対応した。加えて、入力力率と発電機の端子電圧、出力電圧の関係を明確化し、電圧利用率が最大となる最適入力力率制御を提案した。さらに、発

電機の運転状況に対応して、逆起電力を用いた出力電圧変動補償法を提案した。

以上の提案方式を用いて、発電機と電動機を接続したマトリックスコンバータシステムによる実験を行い、以下の結果を得た。

- (1) 一般的な制御においてシステムは不安定となるが、提案制御を用いることでシステムが安定に動作できること
- (2) 誘導電動機 1.5kW 出力時に入力電流ひずみ率 3.7%、出力電流ひずみ率 1.7%の良好な入出力波形⁽¹⁵⁾が得られること
- (3) 誘導電動機加減速実験により、加減速時の発電機の安定した制御と良好な誘導電動機駆動特性が得られること
- (4) 同期発電機加減速実験により、発電機の端子電圧の変動が起こった場合でも出力電圧を一定に補償可能であること

以上より、提案する制御法が発電機の制御と電動機の駆動に有用であることを確認した。

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 20 年 6 月 6 日受付, 平成 20 年 12 月 12 日再受付)

文 献

- (1) 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.1-303-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.1-303-I-308 (2004)
- (2) 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)
- (3) 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)
- (4) 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)
- (5) 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)
- (6) 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)

布川康廉・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)

- (7) 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)
- (8) 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)
- (9) 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)
- (10) J. Lettl: "Matrix Converter Induction Motor Drive", EPE-PEMC, pp.787-792 (2006)
- (11) 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)
- (12) 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)
- (13) 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)
- (14) 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)
- (15) K. Kato and J. Itoh: "Development of a Novel Commutation Method which Drastically Suppresses Commutation Failure of a Matrix Converter", IEEJ Trans., Vol.127-D, No.8, pp.829-836 (2007)
加藤康司・伊東淳一:「マトリックスコンバータの転流失敗を激減する新しい転流方式の開発」, 電学論 D, Vol.127, No.8, pp.829-836 (2007)

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。

