

# 発電機を電源としたマトリックスコンバータの電動機駆動特性

学生員 春名 順之介 正員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

## Motor Drive Characteristics of a Matrix Converter with a Generator as Input

Junnosuke Haruna, Student Member, Jun-ichi Itoh, Member (Nagaoka University of Technology)

This paper describes motor drive characteristics of a matrix converter with a generator as input. An input filter characteristic is discussed and the cause of the unstable behavior is clarified. In order to realize the stability operation, a proposed stability control on the rotating frame is applied to the generator side. Even if a revolutions of the generator changes, the proposed method can control the generator current. In addition, an optimal input power factor control is applied to obtain a maximum modulation index.

This paper confirms the validity of the proposed strategy using simulations and experiments. The large oscillation on the generator terminal voltage and current are suppressed by proposed stability control. Moreover, the proposed control is achieved stability operation at motor load 1.5kW and 3.7% THD of the input current.

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<sup>(1-13)</sup>。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-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、高効率の点で優れているため、従来の電力変換器の課題を高いレベルで解決可能な点が挙げられる。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。

マトリックスコンバータの主な適用例として、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、制御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応じて最適化しなくてはならない。

(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<sup>(6)(7)(11)</sup>。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<sup>(1-5)</sup>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、特に発電機とマトリックスコンバータを接続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、マトリックスコンバータの入力電流指令に発電機端子電圧の振動を重畳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、発電機の回転数の変動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、発電機の効率を最大にするための最適入力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 3.7kW 同期発電機、および出力に 1.5kW 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、発電機と誘導電動機の干渉を起こすことなく誘導電動機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

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。発電機は等価的に商用電源に同期リアクタンスが直列接続された電源と考えることができる。従って、入力フィルタはフィルタコンデンサ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、同期リアクタンスとフィルタコンデンサからなる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。 $i_o$ 、 $v_c$ 、 $P_o$  を定常成分とリップル成分で表し、(1)式を展開することで(2)式を得る。ただし、 $P_{os}$ 、 $v_{cs}$ 、 $i_{os}$  は定常成分、 $\Delta P_o$ 、 $\Delta v_c$ 、 $\Delta i_o$  はリップル成分である。

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

(2)式のリップル成分同士の積を無視し、負荷電流の定常成分とリッ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。

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

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

(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、入力電流リップル  $\Delta i_o$  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。

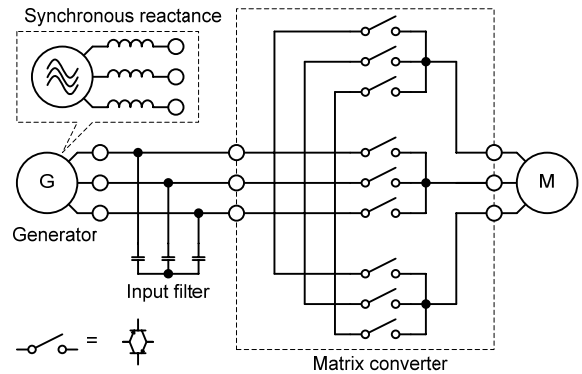


Fig. 1. Generator-motor system configuration with the matrix converter.

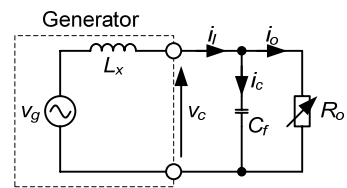


Fig. 2. Single phase equivalent circuit of the input filter.

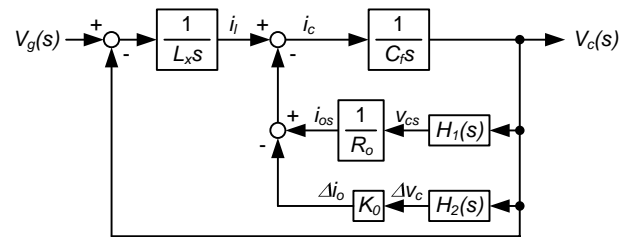


Fig. 3. Block diagram of the input filter.

$H_1(s)$ と $H_2(s)$ はそれぞれ、定常分と変動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。

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

入力が発電機の場合は同期リアクタンスが大きいため、フィルタのカットオフ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、電圧のリップルが大きくなり  $K_0$  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、フィルタ抵抗を挿入できない。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であるため、入力電流の制御に着目した安定化手法を提案する。また、発電機の特性を考慮している。

#### (3-1) 発電機電源時の入力電流制御の留意点

マトリクスコンバータの入力電流指令は、入力電流の正弦波化、および、入力力率の制御に用いられる。入力電流の振幅は出力電流によって変動するため、入力電流の振幅情報は規格化される。よって、位相情報が重要となる。

マトリクスコンバータの入力電流指令値は入力電圧を検出し、位相の演算や基準化などによって生成される。いずれの方式においても、電圧検出にはひずみのない正弦波が望ましい。

系統電源の場合は入力電圧が安定しているため、電源位相の検出は容易であるが、発電機を入力に接続する場合、発電機端子電圧は前述の通り大きなひずみ(フィルタの共振成分)を含んでいるため、基本波の検出が困難である。その結果、正確な電源位相の算出が困難となり、入力電流指令に悪影響を与える。さらに入力電流のひずみが他の波形にも影響を与え、システムの不安定性を助長する。

正確な入力電流位相を検出するには、発電機端子電圧の基本波成分のみを正確に検出できればよい。基本波成分の検出の一手法として、バンドパスフィルタを用いた基本波成分の抽出が有効である。しかし、発電機電源の場合、発電機の運転状況が時々刻々と変動するために周波数が一定値とならず、有効なカットオフ周波数の設定が困難である。

そこで、本論文では発電機の運転と発電機端子電圧のひずみを考慮し、なおかつ発電機端子電圧、入力電流を安定化する入力電流制御方式を提案する。

#### (3-2) 入力電流安定化制御

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、発電機端子電圧  $v_{cr}$ ,  $v_{cs}$ ,  $v_{ct}$  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ップルに変換される。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<sup>7)</sup>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、直流リッ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

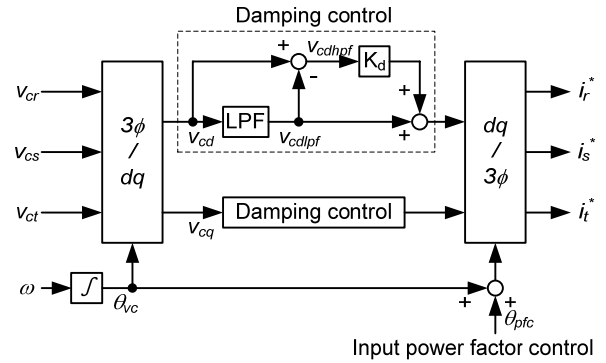


Fig. 4. Block diagram of the input current stability control.

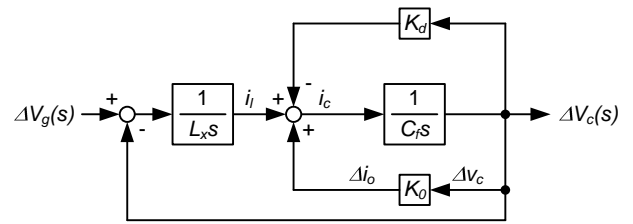


Fig. 5. Block diagram of the input current stability control.

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。

図5に基本波以外の変動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、変動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。

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

(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  $\zeta$  を(8)式に示す。

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

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。

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

### 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、発電機端子電圧の回転角  $\theta_{vc}$  に入力力率調整角  $\theta_{pfc}$  を加えることによってマトリ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。本章では入力力率と端子電圧の関係を明らかにし、入力力率の最適化を提案する。

〈4・1〉 入力力率と発電機端子電圧の関係

図 6 に発電機の逆起電力の方向を q 軸とし、入力力率角  $\theta_{pfc}$  を変動させた場合の入力電流ベクトル  $\dot{I}_m$ 、発電機端子電圧  $\dot{V}_c$ 、発電機逆起電力  $\dot{V}_g$  のベクトル図を示す。図 6(a) は入力力率を遅れ制御 ( $\theta_{pfc} < 0$ ) したときのベクトル図、(b) は進み力率制御 ( $\theta_{pfc} > \theta_{vg}$ ) 時のベクトル図である。発電機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制御の関係

マトリックスコンバータは自由に入力力率を制御可能であるが、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。(10)式に出力電圧  $v_{out}$  と入力力率  $\cos\theta$  の関係を示す。ただし、 $v_{in}$  は入力電圧、 $\lambda$  は変調率 ( $0 \leq \lambda \leq 0.866$ ) である。

$$v_{out} = \lambda v_{in} \cos \theta \dots\dots\dots (10)$$

従って、図 6(a) では発電機端子電圧  $v_c$  が小さい上に力率が悪いので所望の出力電圧が得られず、(b) では  $v_c$  は増加しているが、位相差  $\theta_{pfc}$  が大きいため力率が悪化し、出力電圧は小さくなる。

以上より、発電機電源の場合、進み力率制御によって発電機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。以下に詳細に考察する。

〈4・3〉 発電機の効率最大運転

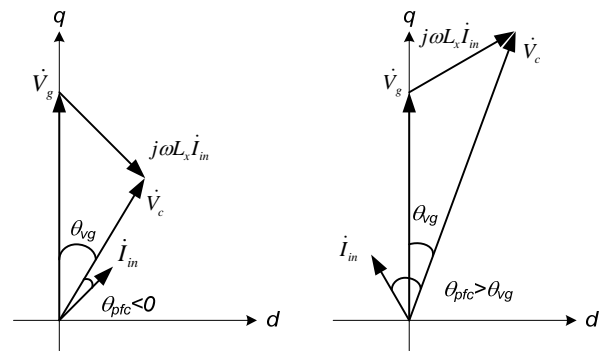
本項では、発電機の逆起電力を基準とし、入力力率と出力電圧の関係を議論した上で、発電機の運転効率が最大となる最適入力力率制御を示す。ただし、ここでは簡単のため円筒形同期発電機を想定している。

図 6 において、発電機端子電圧と入力電流より発電機の皮相電力  $S$  と有効電力  $P$  を計算すると、それぞれ(11)、(12)式を得る。ただし、 $i_d$  は入力電流  $i_m$  の d 軸成分、 $i_q$  は q 軸成分である。

$$S = v_c (i_d + j i_q) \dots\dots\dots (11)$$

$$P = v_g i_q \dots\dots\dots (12)$$

(11)、(12)式より、入力力率  $\cos\theta_{vg}$  は(13)式で求められる。



(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.

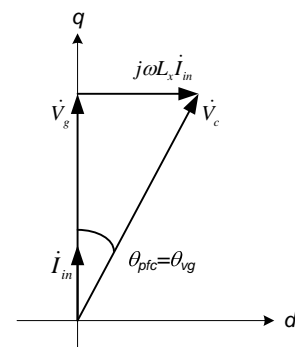


Fig. 7. Vector diagram using proposed optimal input power factor control.

$$\cos \theta_{vg} = \frac{P}{S} = \frac{v_g}{v_c} \frac{i_q}{\sqrt{i_d^2 + i_q^2}} \dots\dots\dots (13)$$

(13)式を(10)式に代入すると、出力電圧  $v_{out}$  は(14)式となる。

$$v_{out} = \lambda v_c \cos \theta_{vg} = \lambda v_g \frac{i_q}{\sqrt{i_d^2 + i_q^2}} \dots\dots\dots (14)$$

(14)式において、 $i_d$  は無効電流であるから、発電機の効率を最大とするには  $i_d=0$  となるように入力電流位相を調整すればよい。従って、発電機の効率が最大のときの出力電圧  $v_{out}$  は(15)式となり、逆起電力に対し電圧利用率は最大となる。

$$v_{out} = \lambda v_g \frac{i_q}{\sqrt{i_q^2}} = \lambda v_g \dots\dots\dots (15)$$

図 7 に発電機の効率が最大となる最適入力力率制御時のベクトル図を示す。無効電流成分をゼロに制御すると、 $\theta_{pfc} = \theta_{vg}$  となり入力電流位相と発電機逆起電力が一致する。このとき、発電機端子電圧は逆起電力の  $1/\cos\theta_{vg}$  となる。

図 8 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。通常の入力力率=1 制御を行う場合 ( $\theta_{pfc}=0$ )、出力電圧は 115V となり、端子電圧と変調率に応じた出力電圧が得られていないのが確認できる。また、遅れ力率制御を行う場合



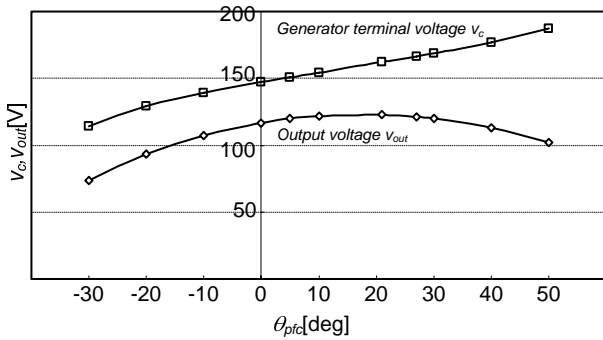


Fig. 8. The input power factor between generator terminal voltage and output voltage.

Table 1. Generator parameters

Rated power	3.7 kW	Stator resistance	0.695 $\Omega$
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.

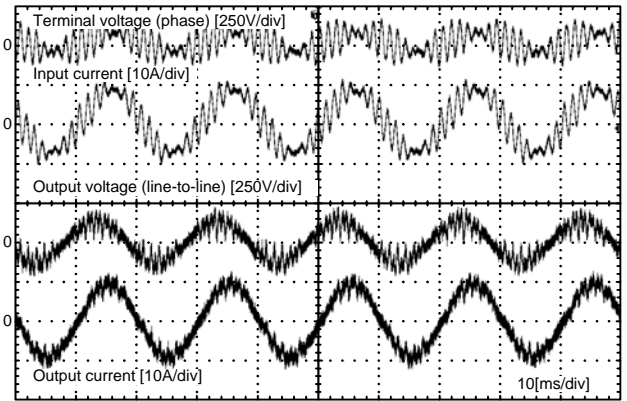
Output power (constant)	1.5 kW	Modulation index	0.8
Output power factor	0.8	Filter capacitor	6.6 $\mu$ F
Load	Simulation	Current source load	
	RL load	6.25 $\Omega$ 5 mH	
	Motor load	1.5kW 4pole Induction motor	

( $\theta_{pfc} < 0$ )は、発電機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。進み力率制御の場合( $\theta_{pfc} > 0$ )は、発電機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)のベクトル図と一致している。さらに、図 7 の関係を用いて  $\theta_{pfc} = 26 \text{deg}$  としたときの発電機端子電圧を計算すると 168V となり、シミュレーション結果とほぼ一致する。このときの出力電圧は 121V となり、端子電圧と変調率に応じた出力電圧と一致する事から、図 7 の妥当性が確認できる。

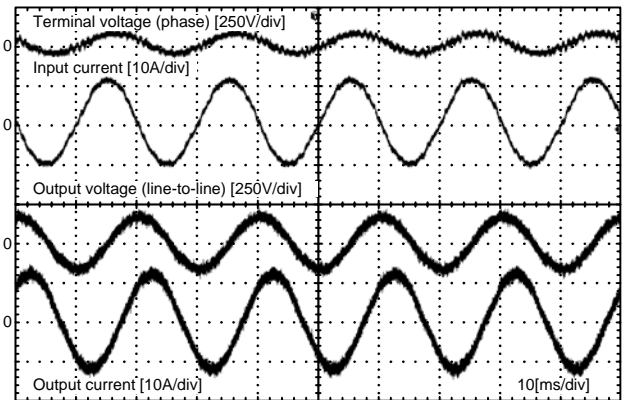
### 5. 実験結果

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。

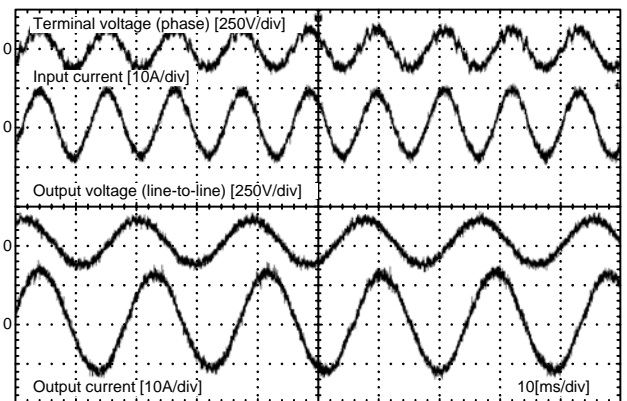
図 9 に表 1 の同期発電機と表 2 の実験条件を用いた場合の RL 負荷による実験結果を示す。図 9(a)は入力電流安定化制御を行わない場合、(b)は提案制御手法を導入した場合の実験結果である。(a)ではフィルタの共振が発生し、発電機端子電圧、入力電流に大きなひずみが生じている。また、入力ひずみが出力側にも影響し出力側もひずんでおり、システムが不安定となっているのが確認できる。従って、2章で示した発電機を接続したマトリックスコンバータの不安定動作と実験結果が一致している。対して、(b)より、入力電流安定化制御を導入することでフィルタ共振を抑えることができ、発電機端子電圧、入力電流ともに、ひ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



(a) Conventional control with RL load.



(b) Proposed controls with RL load.



(c) Proposed control with induction motor load.

Fig. 9. Experimental waveforms.

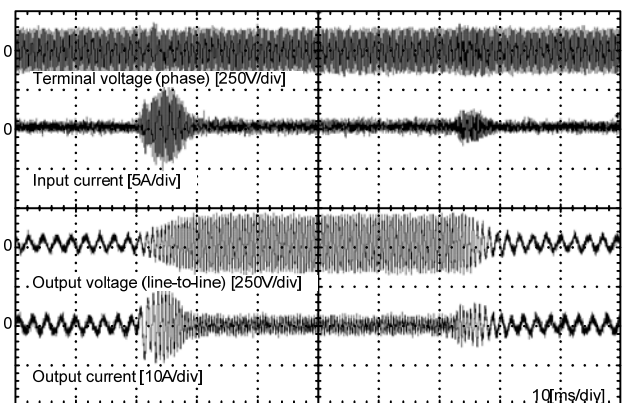


Fig. 10. Accelerating and decelerating result of the induction motor.

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 9(c)に負荷を誘導電動機とし、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入力電流安定化制御と出力側の制御の干渉を避けるために、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が発生せず、安定した波形が観測できる。出力電圧、電流にも大きなひずみが発生せず、また、電圧脈動が発生せず出力電流が正弦波に制御できている。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ず、入出力を安定に制御可能であることを示している。

図 10 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 10 より、加減速時に入力電流が大きく上昇しても、発電機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、電動機の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。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示される。

## 6. 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。さらに、入力力率と発電機端子電圧、出力電圧の関係を明確化し、発電機の運転効率が最大となる入力力率制御方式を提案した。

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

- (1) 提案制御によるシステムの安定動作
- (2) 誘導電動機 1.5kW 出力時に入力電流ひずみ率 3.66%、出力電流ひずみ率 1.70%の良好な入出力波形
- (3) 0.3sec の加減速実験により、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

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事を確認した。

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。

## 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.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)
- (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, p.1185 (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, p.1185 (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, p.644 (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, p.644 (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, p.778 (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, p.778 (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, p.631 (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, p.631 (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)
- (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, p.2182 (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, p.289 (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)