

# マトリックスコンバータによる発電機の制御特性の検討

春名 順之介\* 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

## Control Methods of a Matrix Converter with a Generator

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

This paper proposes control methods for a matrix converter with generator for an input power source. An input current command of the matrix converter is calculated by an input terminal phase voltage. However, the terminal voltage in case of using the generator for input power source is not stable by resonant phenomena between synchronous reactance and input capacitor. Therefore, the phase of e.m.f is estimated by band pass filter in this paper. In addition, a stabilization control for terminal voltage is applied. By using simulation, this paper discusses the control characteristics of the matrix converter as follows: (1) operation with R-L load and induction motor load (2) acceleration characteristics of generator (3) operation area of stabilization control against the synchronous reactance (4) boost up for terminal voltage with input current phase control. Those simulation results confirmed the valid of the proposed system.

キーワード: マトリックスコンバータ, 発電機, 同期リアクタンス, 安定化制御  
(Matrix converter, Generator, Synchronous reactance, Stabilization control)

### 1. はじめに

近年, 交流電源から直流リンクを介さずに, 任意の電圧, 周波数の交流に直接変換可能である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>(1-7) (9-12)</sup>. その背景には, 従来のPWMコンバータ-インバータシステムと比較し, 小型, 軽量, 長寿命, 高効率化の点で優れており, 加えて, マトリックスコンバータの実現に不可欠な逆耐圧を持つIGBTが開発されていることが挙げられる。

一方, 現在, マトリックスコンバータは主にエレベータや空調設備への適用のほか, 多数の用途が検討されている。系統連系にマトリックスコンバータを適用する場合, 入力部に発電機を接続する場面がある。しかし, 系統のインピーダンスが大きい場合については検討されているが, 発電機のようなインピーダンスの大きい電源が接続された場合におけるマトリックスコンバータの動作について報告された例は, 筆者らの知る限りではない。

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。また, 入力電圧を直接変換し, 出力電圧を制御していることから, 入力電圧の変動によって, 出力電圧や入力電流に影響が生じる。

入力部に発電機を接続すると, 発電機の入力インピーダンスが大きい場合, 制御が不安定になることがある。また,

入力電圧の振幅, 周波数が一定でないため, マトリックスコンバータの出力範囲にも影響が出ると考えられる。

本論文では, 発電機を電源とするマトリックスコンバータの制御法を提案する。従来の制御法の多くは, マトリックスコンバータの入力電流指令を入力相電圧から生成しているが, 発電機を電源とすると, コンデンサ電圧は同期リアクタンスの影響を受けるので, 大きなリップルが生じ安定性が低下する。そこで, 提案法では, コンデンサ電圧にバンドパスフィルタを適用して, 逆起電力の位相を推定する。ここでは, 提案する安定化制御を適用し, シミュレーションにより以下の特性を確認した結果, 良好な結果が得られたので報告する。

- (1) RL 負荷, モータ負荷での運転
- (2) 発電機の加速時の運転
- (3) 同期リアクタンスに対する安定化制御の有効範囲
- (4) 入力電流位相制御による端子電圧の増加

### 2. 発電機接続時の入力電流制御

#### 〈2・1〉 発電機と系統電源の相違点

図 1 にマトリックスコンバータの回路図を示す。以下, 入力を LC フィルタ側, 出力を半導体素子側として議論を行う。マトリックスコンバータの LC フィルタは, 発電機を入力とする場合では同期リアクタンスで代用できる。

入力側に接続される電源が系統電源と発電機電源では、以下のような相違点がある。

- (1) 入力周波数が一定でない。
- (2) 入力電圧が一定でない。
- (3) 入力インピーダンスが高い。

(1), (2)については発電機の動作なので当然であるが, (3)について補足する。通常, 系統インピーダンスは変換器容量と 1:1 の変圧器が接続された場合, 5~10[%]になるが, 大容量の系統に接続された場合, 2~3[%]となる。しかし, マトリックスコンバータと 1:1 容量の同期発電機が接続された場合, 同期リアクタンスは 10~50[%]となる。マトリックスコンバータは, 大きな系統インピーダンスがあると影響を受けやすい。このため, 発電機を入力に接続すると, マトリックスコンバータの入力電流制御が従来のままでは不安定になることが予想される。

〈2・2〉 発電機接続における制御の問題点

表 1 にシミュレーションで使用した永久磁石同期発電機のパラメータ及び回路定数を示す。入力フィルタは C のみ (L は発電機の同期リアクタンスを使用)である。負荷を RL 負荷としたのは, 発電機電源に置き換えた場合に, 出力側の制御の影響を及ぼさず, 純粋に発電機の特性を観測するためである。

図 2 に入力側に発電機を接続し, 出力側にRL負荷を接続した場合のシミュレーション結果を示す。インピーダンスが高いため, 入力電流の影響により入力電圧に歪みが発生し, 検出した電圧に歪みが重畳されるので不安定になる<sup>9)</sup>。以下にその詳細を説明する。

LCフィルタにおいて, 負荷電流  $i_{ol}$  は, コンデンサ電圧  $v_c$ , 負荷電力を  $P$  とすると, (1)式で表される。

$$i_0 = P/v_c \dots\dots\dots (1)$$

(1)は非線形方程式であり, 負荷電力を一定に制御するとして, 線形近似を行う。  $v_c$  で微分すると,

$$v_{c0}i_{00} + \Delta v_c i_{00} + v_{c0}\Delta i_0 = P_0 + \Delta P \dots\dots\dots (2)$$

ただし,  $P_0$ ,  $v_{c0}$ ,  $i_{00}$  は定常成分,  $\Delta P$ ,  $\Delta v_c$ ,  $\Delta i_{ol}$  はリプル成分である。(2)式を定常分とリプル分に着目して整理す

ると, (3), (4)式が得られる。

$$i_{00} = P_0/v_{c0} \dots\dots\dots (3)$$

$$\Delta i_0 = \frac{\Delta P - \Delta v_c i_{00}}{v_{c0}} \dots\dots\dots (4)$$

(2)式において, 負荷電力を一定にするには  $\Delta P=0$  でなくてはならない。よって, 負荷電力一定であることを条件とすると, 電流  $i_{ol}$  は(5)式で得られる。

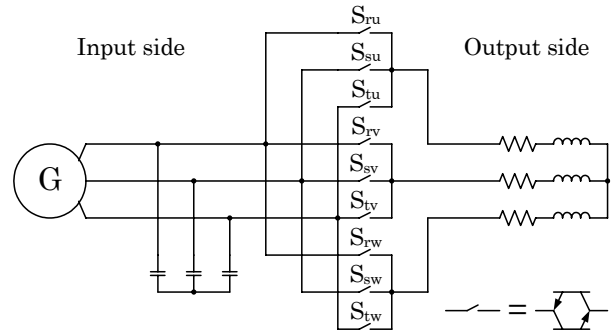


図 1 マトリックスコンバータの回路図  
Fig.1. Matrix converter.

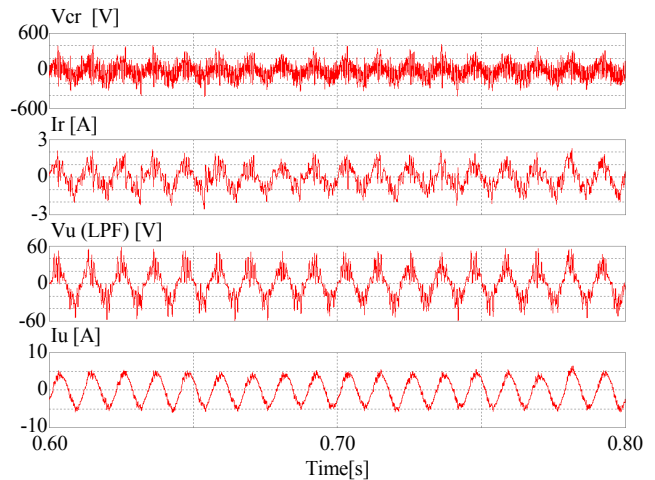


図 2 入力部が発電機の場合の入出力波形  
Fig.2. input / output waveform of generator.

表 1 シミュレーション条件

Table 1. Simulation condition.

Generator	Electromotive force (Line-to-line)	135[V]/1800[rpm]	Load resistance	5.184[Ω]
	Rated turns	1800[rpm]	Load reactor	6.785[mH]
	Rated frequency	90[Hz]	Load power factor	0.8
	Rated output	750[W]	Output frequency	90[Hz]
	Number of pole	6	Output voltage	90[V]
	Filter capacitor	1[μF]	Control method	Virtual PAM method <sup>(3)</sup>
	Switching frequency	10[kHz]	Commutation method	Ideal commutation

$$i_0 = i_{00} + \Delta i_0 = \frac{P_0}{v_{c0}} - \frac{i_{00}}{v_{c0}} \Delta v_c \quad \dots\dots\dots(5)$$

(5)の右辺の項をフィードバックのゲインで表すと、それぞれ(6), (7)となる。

$$Y_0 = P_0/v_{c0} \quad \dots\dots\dots(6)$$

$$K = i_{00}/v_{c0} \quad \dots\dots\dots(7)$$

図3に、(6), (7)式を用いたローパスフィルタのブロック図を示す。このとき、図3の伝達関数は、(8)式で表される。

$$\frac{V_c}{V_s} = \frac{1/L_f C_f}{s^2 + (Y_0 - K)s + 1/L_f C_f} \quad \dots\dots\dots(8)$$

入力が発電機の場合は、同期リアクタンスが大きいため、コンデンサ電圧のリプルが大きくなり、 $K$ のフィードバックが増加し、減衰係数が低くなる。よって、制御が不安定になる。

### 〈2・3〉 発電機電圧の安定化制御

発電機接続の場合、コンデンサ電圧の歪みが入力電流指令の歪みを発生させていることから、入力端子電圧歪みを解消する必要がある。

系統インピーダンスが高い場合、入力電流を安定化する方法については提案されている<sup>(9)</sup>。これは、有効電力、無効電力指令を瞬時に制御することで、入力電圧の急峻な変化に対しても、電流を追従させることができる。一方、入力

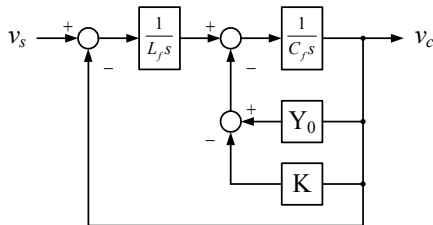


図3 入力フィルタの伝達ブロック図

Fig.3. Transmission block diagram of input filter.

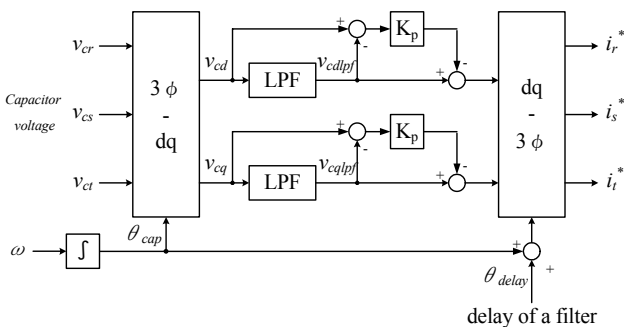


図4 バンドパスフィルタ(BPF)の制御ブロック図

Fig.4. Control block diagram of band pass filter.

が発電機の場合について、その有効性は報告されていない。また、電流指令の演算などやや複雑である。そこで、本論文は、バンドパスフィルタを用いた入力電流指令の生成と、システムの安定化制御を提案する。

入力電流指令は、入力電流の正弦波化、および、入力力率の調整に使用されるが、その際、振幅情報は必要とせず、位相情報のみが用いられる。よって、歪みのない入力電流指令を生成するには、コンデンサ電圧の位相情報のみが正確に検出できればよい。従って、コンデンサ電圧にフィルタを通し、歪み成分を除去することで入力電流指令を生成することができる。しかし、コンデンサ電圧は、発電機の運転状況により刻々と変化するので、バンドパスフィルタの設計が難しくなる。そこで、本論文では、回転座標上で入力電流指令を演算することで、簡単化できる。

図4に回転座標上で構成したダンピング制御のブロック図を示す。本システムでは発電機の回転速度の変化によって、コンデンサ電圧の急峻な変化が起こる場合がある。特に電圧上昇が大きい場合には、装置の破壊を招く可能性があるため、システムの安定性向上のために、ダンピング制御を用いる必要がある<sup>(9)</sup>。回転座標変換器は基準周波数成分を直流に変換するが、コンデンサ電圧は多数の高周波成分を含んでいるので、完全な直流にはならない。そこで、座標変換の出力にローパスフィルタを接続し、完全な直流にした後、逆変換することで単一周波数の信号を得ることができる。系統の場合、電源陥没が発生することがあり、このような方法は適用できないが、発電機電源では、発電機速度は電氣的リプルよりもゆっくりと変化するので、遅い時定数のローパスフィルタを挿入することにより、高周波成分を除去し、リプルの悪影響が帰還することを防止できる。回転座標上で高調波成分はローパスフィルタの前後の信号を使ってリプル成分のみを抽出することができる。リプル分にダンピングゲイン $K_d$ を乗算した後、基本波のみの電圧指令に重畳する。最後に、再び逆方向に回転座標変換を行い、入力電流指令とする。これにより、共振に伴う、入力電圧の急な上昇を抑えることができる。

図5に提案法の伝達関数のブロック図を示す。これより、伝達関数は、(9)式で表される。

$$\frac{V_c}{V_s} = \frac{1/L_f C_f}{s^2 + Y_0/C_f s + 1/L_f C_f} \quad \dots\dots\dots(9)$$

(6)式より、提案法は従来法と比較すると、 $Y_0$ にのみよって制動される。従って、提案法は、入力電流指令のひずみがなく、かつシステムが安定である。

### 〈2・4〉 入力端子電圧の制御

前項において、コンデンサ電圧から算出した位相とフィルタの遅れ分を補償しているが、このとき、位相差をわざと設けることで、マトリックスコンバータの入力電圧を制御できる。

図6に発電機の等価回路とベクトル図を示す。(a)の等価

回路において、負荷が進み力率、遅れ力率によって、それぞれ(b), (c)のベクトル図となる。 $E_0$ は逆起電力、 $V$ はコンデンサ電圧である。

マトリックスコンバータは、通常、入力力率を1にするためにコンデンサ電圧 $V$ と入力電流ベクトル $I$ が同一方向になるように制御するが、入力電流ベクトルの位相を変化させると、コンデンサ電圧 $V$ が逆起電力 $E_0$ に対して増減する。発電機のインピーダンスは、 $R$ に対して $L$ が大きいので、 $R$ 成分を無視すると、逆起電力とリアクトル成分、コンデンサ電圧のベクトル図は三角形となる。その際、(b)の遅れ力率の場合は、逆起電力に対してコンデンサ電圧は小さくなるが、(c)の進み力率の場合は、逆起電力に対してコンデンサ電圧が増加する。これは、力率が進むほど、逆起電力が大きくなる。進み力率時の入力端子電圧を(10)式に示す。

$$V \approx \sqrt{X_s^2 I_s^2 + E_0^2} \dots\dots\dots (10)$$

マトリックスコンバータの出力電圧は、入力電圧の0.866倍まで出力できるが、電流位相を進み制御することで、出力電圧の制御範囲を拡大できる。

### 3. 出力側の制御

前項では、入力側の発電機の制御について述べたが、こ

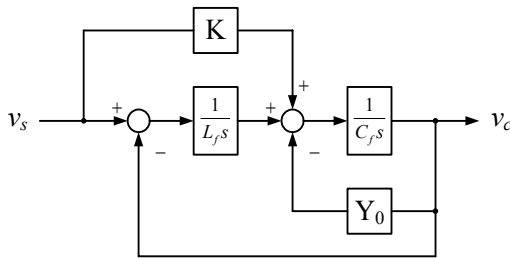
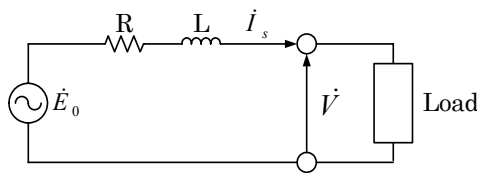
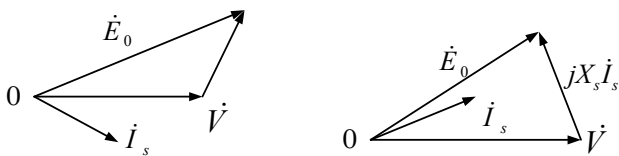


図5 提案法における入力フィルタの伝達ブロック図  
Fig.5. Transmission block diagram of input filter in suggestion method.



(a) Equivalent circuit.



(b) Lag load.

(c) Lead load.

図6 発電機の等価回路とベクトル図

Fig.6. An equivalent circuit and vector diagram of generator.

こでは、出力側のモータ制御について述べる。出力側には誘導機を接続し、簡単化のため、V/f制御を行う。マトリックスコンバータは、入力電圧の変動に対して出力電圧が影響を受けるので、モータ負荷の場合、回転にリップが生じる。そこで、コンデンサ電圧を用いたリップ補償を行う。

図7に出力電圧指令の制御ブロック図を示す。 $v_{d1pf}$ ,  $v_{q1pf}$ ,  $v_{cd}$ ,  $v_{cq}$ は図4より参照している。 $v_{cd1pf}$ ,  $v_{cq1pf}$ ,  $v_{cd}$ ,  $v_{cq}$ を用いて、(11), (12)式を計算すると、コンデンサ電圧の平均値 $v_{cm}$ , コンデンサ電圧瞬時値 $v_{cs}$ を得る。

$$v_{cm} = \sqrt{v_{cd1pf}^2 + v_{cq1pf}^2} \dots\dots\dots (11)$$

$$v_{cs} = \sqrt{v_{cd}^2 + v_{cq}^2} \dots\dots\dots (12)$$

$v_{cm}$ を $v_{cs}$ で除算し、コンデンサ電圧のリップ補償値 $v_{rs}$ を得る。 $v_{rs}$ はq軸電圧指令値に乗算される。 $v_{cm} > v_{cs}$ の場合は、コンデンサ電圧は瞬時的に小さいので、出力電圧は減少するが、 $v_{rs} > 1$ となるため、出力電圧指令は増加する。これより、コンデンサ電圧のリップ分を補償できる。 $v_{cs} > v_{cm}$ の場合は、コンデンサ電圧は大きいため、出力電圧も増大するが、 $v_{rs} < 1$ となり、出力電圧指令を減少させるため、リップ分は補償される。補償後の出力電圧指令はdq三相変換し、三相電圧指令値を生成する。

### 4. シミュレーション結果

#### 4.1 発電機-RL負荷

図8に表1の条件を用いて、入力部を発電機電源、負荷をRL負荷とした場合のシミュレーション結果を示す。図2と比較すると、良好な波形が得られている。入力電流歪み率は2.91[%], 出力電圧歪み率は4.93[%]となり、この結果より、コンデンサ電圧の安定化制御をすると、システムが安定することが確認できる。

#### 4.2 同期リアクタンスと入力電流歪み率の関係

発電機を電源とした場合、同期リアクタンスが制御特性に影響を与えている。そこで、同期リアクタンスと入力電流歪み率(THD)の関係を明らかにする必要がある。

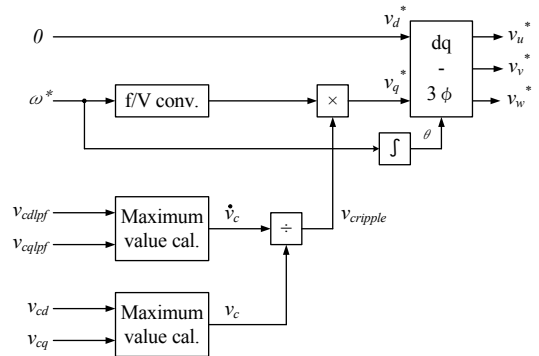


図7 出力電圧指令の制御ブロック図

Fig.7. Control diagram of output voltage command.

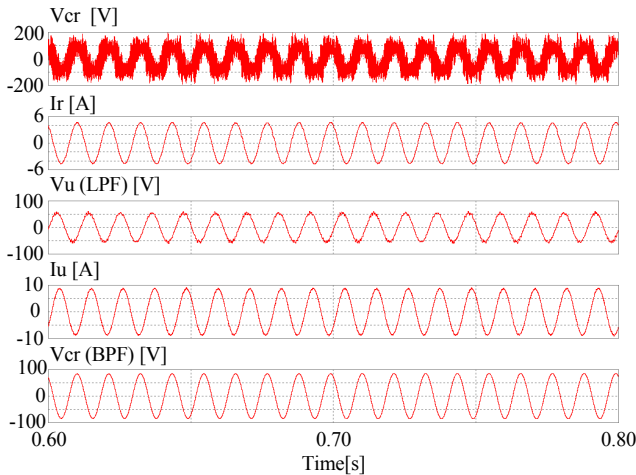


図8 発電機電源時のRL負荷におけるシミュレーション結果

Fig.8. Simulation results of generator power supply with RL load.

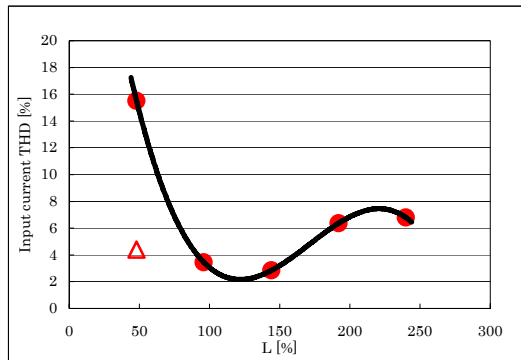


図9 同期リアクタンスと入力電流歪み率の関係  
Fig.9. Relationship between synchronization reactance and input current THD.

図9に入力側を三相交流と同期リアクタンス相当のリアクトルを組み合わせた、発電機模擬電源とし、負荷をRL負荷とした場合の、リアクタンスを変化させたときの入力電流歪み率の変化を示す。フィルタコンデンサは一定であるから、Lが大きくなるにつれ、フィルタのカットオフ周波数が下がるので、入力電流歪み率は減少傾向にある。L=20[mH]の歪み率は、フィルタの共振が原因であると考えられる。△に共振成分を除いた歪み率を示す。フィルタの共振成分以外では、十分低い歪み率が得られている。

#### 〈4・3〉 発電機接続時の負荷加速特性

図10に、出力側を誘導機の無負荷としたときの加速応答結果を示す。負荷は、200[V]、750[W]、4極の誘導機で、発電機の定格電圧が135[V]であるため、定格電圧を出力できない。よって、出力周波数を0~25[Hz]としている。加速に対して、モータ回転数が追従しているのが確認できる。定常状態における入力電流歪み率は9.91[%]、出力電流歪み率は2.75[%]である。入力電流歪み率は、無負荷であるから高くなったと考えられる。

#### 〈4・4〉 発電機の加速応答

マトリックスコンバータでは、入力側の変動が直接出力に影響する。ダンピング制御を行わない場合、加速と同時にコンデンサ電圧が600[V]まで上昇し、1000[rpm]程度までは出力が不安定になる。定常状態になると、コンデンサ電圧は200[V]程度に下がり、制御が安定する。

図11に、ダンピング制御を行った発電機の加速時における特性を示す。加速開始から、徐々にコンデンサ電圧が上昇し、発電機の回転数に対して、出力電圧、入力電流が追従している。定常状態においても、各波形は正弦波に制御されている。しかし、コンデンサ電圧の最大値はダンピング制御を用いても300[V]に達しており、入力電圧リップルの抑制が今後と課題である。

#### 〈4・5〉 入力電流指令角による出力電圧の変化

2・4で示した、入力電流指令角に対する、端子電圧の変化を、出力電圧値の変化で検証した。

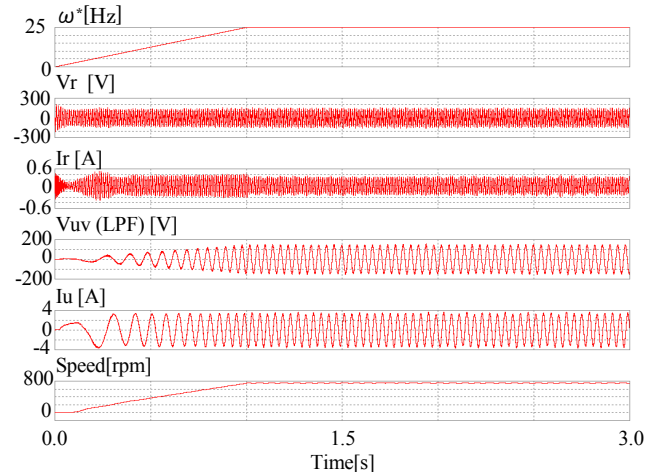


図10 モータ負荷における出力の加速応答

Fig.10. Simulation results of acceleration with motor load.

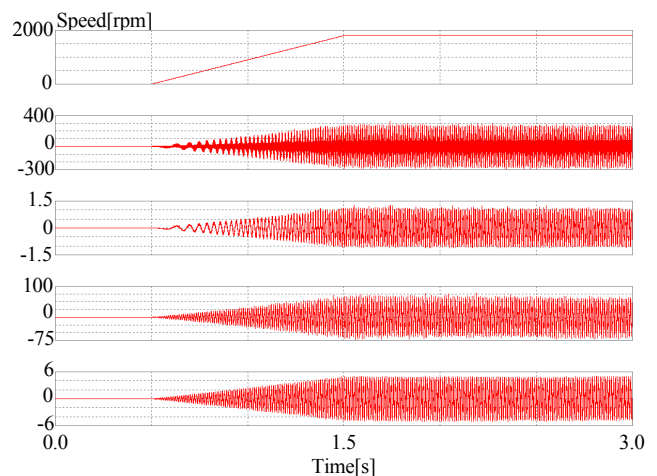


図11 発電機の加速応答

Fig.11. Simulation results of generator acceleration with RL load.

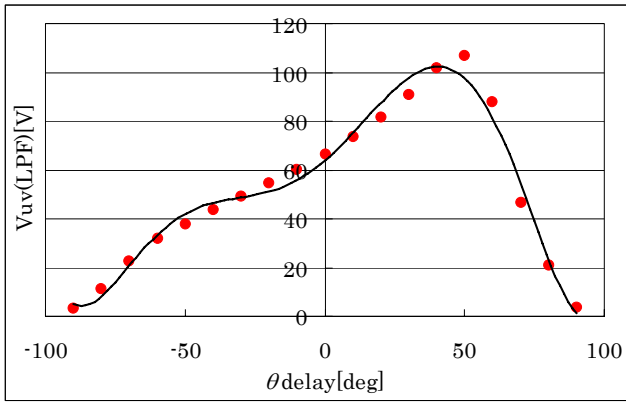


図 12 入力電流指令角と出力電圧の関係(Xd=63%)

Fig.12. Relationship between input current command angle and output voltage.

図 12 に、入力電流指令角に対する出力電圧の変動を示す。遅れ力率制御を行った場合、出力電圧が低下し、進み力率制御を行うと、出力電圧が上昇しているのが確認できる。グラフより、 $\theta_{delay}$ は最大 50 程度まで進めることができ、それ以降は、急激に出力電圧が低下する。これは、入力端子電圧が、定格電圧を超えたために、制御ができなくなったと考えられる。

## 5. まとめ

本論文では、マトリックスコンバータの入力側に発電機を接続した場合の問題点とその動作をシミュレーションにより検討した。発電機電源と系統電源の相違点を明確にすることで、発電機電源特有の問題が明らかになった。これより、発電機接続時の制御を提案し、RL 負荷とモータ負荷において、その有用性を確認した。以下に結論を示す。

- (1) 発電機接続の場合、発電機の同期インピーダンスが大きいため、入力電流が歪み、システムが不安定になる。
- (2) 入力電圧の推定のために、コンデンサ電圧にバンドパスフィルタを通し、歪みのない信号から入力電流指令を生成することによって、システムが安定化する。
- (3) 入力電流指令を進み力率制御することによって、発電機の端子電圧を調整でき、マトリックスコンバータの入力出力の範囲を拡大できる。
- (4) 発電機を模擬した電源において、同期リアクタンスと入力電流 THD の関係について考察し、提案する安定化の方式が、同期リアクタンスの大きさに関係なく制御ができる。
- (5) 入力電流を進み力率制御することにより、発電機の端子電圧を上昇できる。

今後は、モータ負荷でのさらなる動作の解析や、ダンピング制御における定常時のコンデンサ電圧の抑制などの課題を解決し、実機を用いた発電機電源の検証を行う予定である。

- (1) J. Itoh, I. Sato, H. Ohguchi, K. Sato, A. Odaka and N. Eguchi: "A Control Method for the Matrix Converter Based on Virtual AC/DC/AC Conversion Using Carrier Comparison Method", Trans. IEEJ, Vol.124-D, No.5 p457 (2004)  
伊東淳一・佐藤以久也・大口英樹・佐藤和久・小高章弘・江口直也：「キャリア比較方式を用いた仮想 AC/DC/AC 変換方式によるマトリックスコンバータの制御法」, 電学論 D, Vol.124, No.5 p.457 (2004)
- (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", JIASC IEEJ, pp. I-203 - I-206 (2005)  
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」, 平成 17 年電気学会産業応用部門大会, pp.I-203-I-206 (2005)
- (4) J. Oyama, X. Xia, T. Higuchi, K. Kuroki, E. Yamada and T. Koga: "VVVF On-line Control of Matrix Converter", Trans. IEEJ, Vol.116-D, No.6, p644 (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)
- (5) H. Hara, E. Yamamoto, M. Zenke, J. Kang, and T. Kume: "An Improvement of Output Voltage Control Performance for Low Voltage Region of Matrix Converter", JIASC IEEJ, pp. I-313 - I-316 (2004)  
原英則・山本栄治・善家彦彦・姜俊求・久米常生：「低電圧領域におけるマトリックスコンバータの電圧改善の一方策」, 平成 16 年電気学会産業応用部門大会, pp.I-313-I-316 (2004)
- (6) T. Takeshita and H. Shimada: "Matrix Converter Control Using Direct AC/AC Conversion Approach to Reduce Output Voltage Harmonics", Trans. IEEJ, Vol.126-D, No.6 p778 (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)
- (7) Y. Tadano, S. Urushibata, M. Nomura, and T. Ashikaga: "A Study of Space Vector Modulation Method for Three-Phase to Three-Phase Matrix Converter", JIASC IEEJ, pp. I-481 - I-484 (2006)  
只野裕吾・漆畑正太・野村昌克・足利正：「マトリックスコンバータの空間ベクトル変調法の検討」, 平成 18 年電気学会産業応用部門大会, pp.I-481-I-484 (2006)
- (8) J. Itoh, J. Toyosaki, and H. Ohsawa: "High performance V/f control method for PM Motor", Trans. IEEJ, Vol.122-D, No.3 p253 (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.3 p.253 (2002)
- (9) 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)
- (10) H. Nikkhajoei and M. Reza Iravani: "A Matrix Converter Based Micro-Turbine Distributed Generation System", IEEE Trans., Vol.20, No.3 p2182 (2005)
- (11) 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 p390 (2002)
- (12) J. Lettl: "Matrix Converter Induction Motor Drive", EPE-PEMC, pp.787-792 (2006)