

マトリックスコンバータによる発電機と電動機のベクトル制御

春名 順之介* 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Vector Control of a Matrix Converter for a Generator and a Motor
Junnosuke Haruna*, Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University of Technology)

This paper describes problems about a vector control of a generator and a motor connected to a matrix converter. An influence of the generator is discussed by using state equations for the input side. In order to realize the stability operation for the input side, the vector control is applied to the input side. This paper indicates the validity of the proposed method by simulation and experiment. However, when the vector control is added to the output side, the operation becomes unstable. Therefore, the cause of unstable operation is considered by the simple equivalent circuit of the matrix converter. An interference between input filter and output current control is clarified.

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, ベクトル制御, 安定解析
(Matrix converter, Synchronous generator, Synchronous reactance, Vector control, Stability analysis)

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⁽¹⁾⁻⁽¹³⁾。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, 電源回生と電源高調波対策, VVVF 動作を 1 台の電力変換器で実現できるため, 小形化, 軽量化, 長寿命化, 高効率化に貢献できる。また, マトリックスコンバータの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期待されている。

マトリックスコンバータの用途は, 主にエレベータやポンプ, 空調設備等が検討されているが, 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。これまで, システムインピーダンスの増加については検討がなされているが⁽⁷⁾, 発電機のようにインピーダンスが非常に高い場合については議論されていない。

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を提案している⁽¹⁾。この方式は, 回転座標変換とダンピング制御⁽⁷⁾⁽¹⁴⁾を組み合わせることで, 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率制御から構成される。これらの制御(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ので, オープンループ制御である。オープンループ制御は簡単であるが, 外乱に対する影響を受けやすい等の欠点がある。この対策として, 発電機電流をフィードバックし, ベクトル制御により安定化を行うことを検討している⁽²⁾。しかし, システム入力マトリックスコンバータで出力側をベクトル制御しても問題はない⁽¹⁵⁾が, 発電機を電源とし, 出力側にベクトル制御を適用すると, 両側の電流制御系が干渉し, 不安定となるが, そのメカニズムはわかっていない。

そこで, 本論文では, マトリックスコンバータに発電機と電動機を接続し, 両側をベクトル制御する際に発生する問題点を明らかにする。まず, 入力側のモデリングを行い, 同期リアクタンスと入力フィルタコンデンサの共振問題と, 発電機側のベクトル制御時に電流制御器に微分要素を付加することで, 安定化できることを示す。以上を RL 負荷および電動機負荷に適用し, 妥当性を実験により確認する。

次に、出力側電動機にベクトル制御を適用し、発電機電源下では不安定になることをシミュレーションによって示す。さらにその不安定現象の原因を簡易等価回路モデルによって考察し、出力電流制御と入力フィルタの干渉について明らかにする。

2. 入力側のモデリング

(2・1) 入力フィルタのモデリング

図 1 に入力側に発電機を、出力側に電動機を接続したマトリックスコンバータのシステム構成図を示す。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して代用できるため、入力フィルタはコンデンサのみでよい。一般に、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)に入力フィルタの 1 相分等価回路を、(b)に 1 相分等価回路のブロック図を示す。通常、マトリックスコンバータ側の電流 I_{mc} は、入力電圧の位相情報を基にオープンループで制御される。図 2(b)より、入力フィルタの伝達関数は (1) 式となる。ただし、 I_{in} は入力電流、 L_x は同期リアクタンス、 C_f はフィルタコンデンサ、 V_c はコンデンサ電圧、 V_g は発電機の逆起電力である。

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

(1) 式より、図 1(a)の等価回路ではダンピング要素がないため、同期リアクタンスとフィルタコンデンサの共振が持続し、システムが不安定となるのが確認できる。

(2・2) 入力電流ベクトル制御

従来法において、発電機を電源とする場合、マトリックスコンバータの入力電流位相は発電機の逆起電力と同相に制御すると、効率や電圧利用率の観点からよいことを示した。従来法では発電機の磁極位置から逆起電力の位相を検出し、入力電流指令を得るが、オープンループ制御であるため入力電流の振幅が小さい場合、相対的にフィルタコンデンサに流入する電流が大きくなるため、入力電流が発電機の逆起電力位相と一致せず、制御性能が低下する。提案法では、入力電流をフィードバック制御することで、常に発電機の逆起電力と同相に制御可能となる。

図 3 に入力電流ベクトル制御のブロック図を示す。入力電流指令 I_{in}^* と入力電流 I_{in} の偏差を計算し、PID 調整器によって入力電流の安定化を図る。図 3 電流指令 I_{in}^* から I_{in} までの伝達関数を求めると、(2) 式が得られる。

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

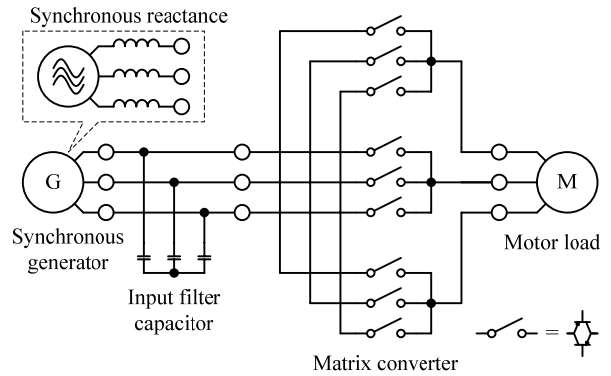
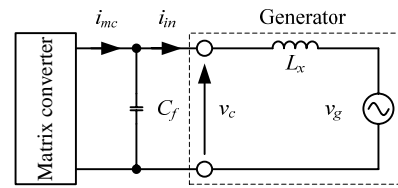
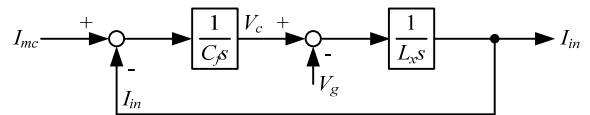


Fig. 1. System configuration diagram of the matrix converter with the generator and the motor.



(a) Single phase equivalent circuit of the input filter.



(b) Block diagram of the input filter.

Fig. 2. Configuration of the input filter.

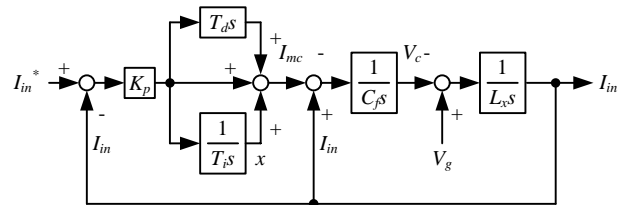


Fig. 3. Block diagram of input current vector control.

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。

$K_i=0$ 、 $K_d=0$ のとき、(2) 式は、一次の s 項を持たないため、制動係数がゼロであることが明らかである。これに積分器を加えても ($K_i \neq 0$)、二次の s 項 (PI の積分器があるため、制動項の次数は 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、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。

(2) 式より状態方程式を導出し、(3)、(4) 式を得る。ただし、 x_1 、 x_2 、 x_3 、は (2) 式における状態変数である。

$$p \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ \frac{K_i}{L_x C_f} & \frac{1+K_p}{L_x C_f} & -\frac{K_d}{L_x C_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} i_m^* \dots\dots\dots (3)$$

$$i_m = \begin{bmatrix} -\frac{K_i}{L_x C_f} & -\frac{K_p}{L_x C_f} & -\frac{K_d}{L_x C_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (4)$$

(3)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 4 に(3)式による、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、微分項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。従って、各根配置を安定に定めることで PID 調整器を設計できる。

図 5 に入力電流ベクトル制御の構成図を示す。発電機の逆起電力位相の検出は磁極位置センサによって行う。磁極位置センサのパルスに PLL を通すことによって、入力周波数 f_m 、および、逆起電力の位相 θ_m を検出する。

入力電流指令は、振幅が 1 の正弦波であるため、入力電流をフィードバックするには、入力電流を最大振幅で規格化する必要がある。入力電流の振幅は、入力電力と出力電力の関係から導出することができる⁽⁴⁾。(5)、(6)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。

$$p_{out} = v_u^* i_u + v_v^* i_v + v_w^* i_w \dots\dots\dots (5)$$

$$p_{in} = I_{amp} (v_{gr} i_r^* + v_{gs} i_s^* + v_{gt} i_t^*) \dots\dots\dots (6)$$

(5)、(6)式より、入力電流の振幅は(7)式で得られる。

$$I_{amp} = \frac{v_u^* i_u + v_v^* i_v + v_w^* i_w}{v_{gr} i_r^* + v_{gs} i_s^* + v_{gt} i_t^*} \dots\dots\dots (7)$$

(6)式において、入力電圧は発電機の端子電圧(コンデンサ電圧 v_c に等しい)を使用せず、発電機の逆起電力 v_g を使用している。これは、 v_g を用いる方が安定となるためである。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、逆起電力位相から求められる。

3. 入力電流ベクトル制御時の運転特性の検証

本章では、入力電流ベクトル制御の有用性をシミュレーション、および、実験にて検証する。

図 6 に電動機負荷時における、入力電流ベクトル制御のシミュレーション結果を示す。発電機は表 1 のパラメータを使用し、定格回転数とする。加速時に一瞬 dq 軸電流に振動が発生しているが、すぐに抑制され、その後は指令値通り制御されている。また、入力電流、出力電流ともに振動成分が発生せず、正弦波に制御されていることから、入力電流ベクトル制御による入力フィルタの共振の抑制効果と、発電機電源時における電動機の駆動が確認できる。

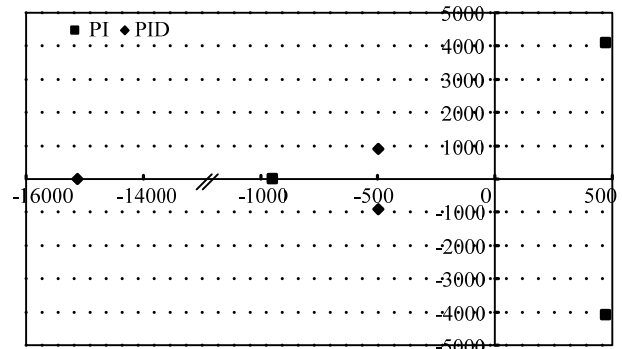


Fig. 4. Root locus of the input vector control.

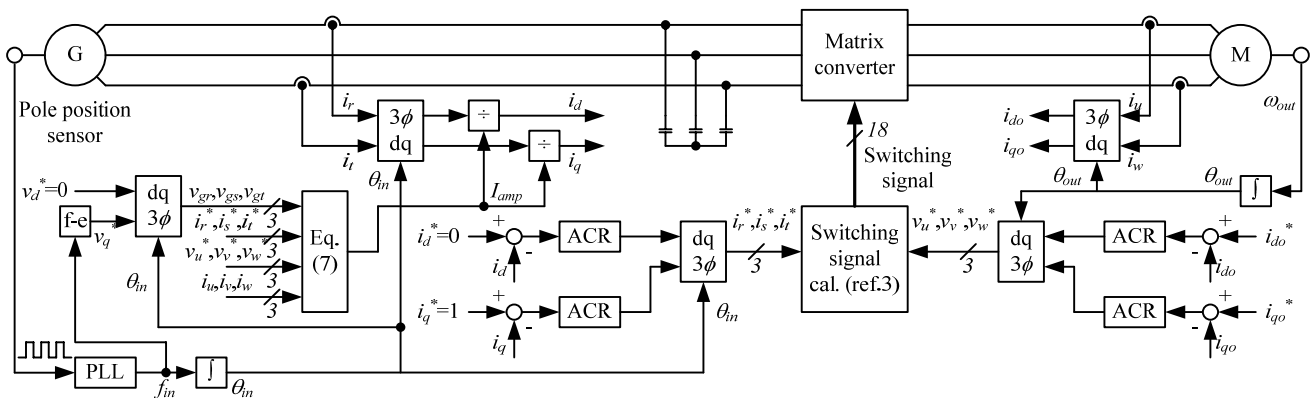


Fig. 5. Configuration diagram of input vector control.

図7にRL負荷における入力電流ベクトル制御の実験結果を示す。入力電流、コンデンサ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

Table 1. Parameters of the synchronous generator.

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

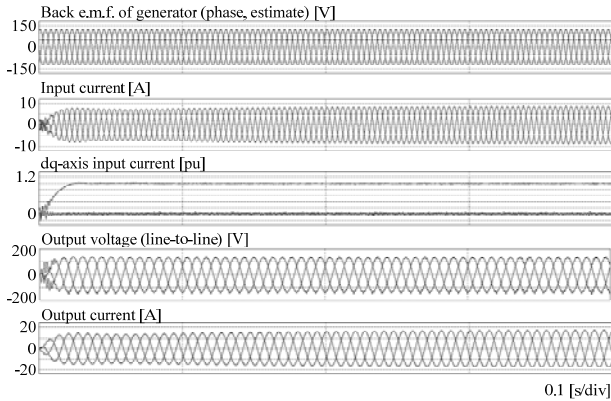


Fig. 6. Simulation results of the input current vector control with motor load.

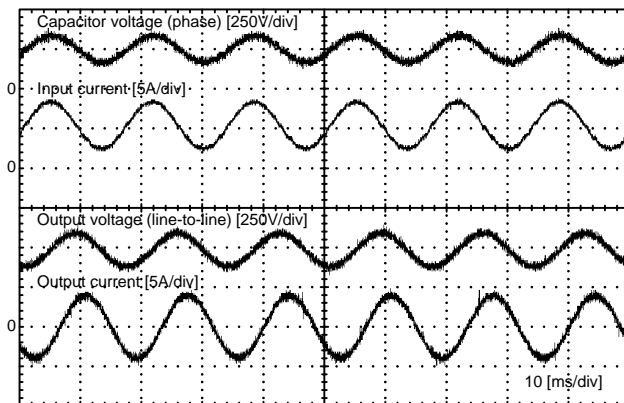


Fig. 7. Experimental results of the input current vector control with RL load.

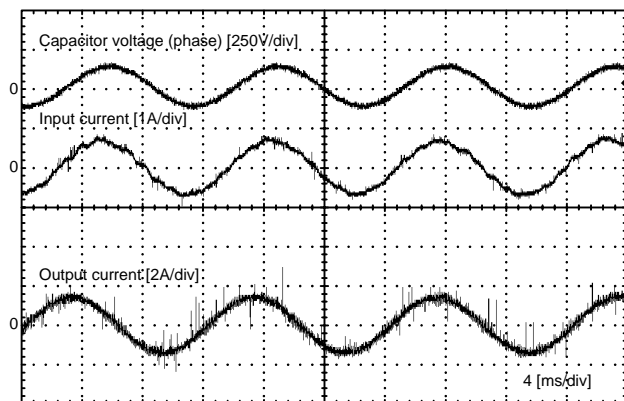


Fig. 8. Experimental results of the input current vector control with motor load.

御されている。このときの入力電流ひずみ率は 4.82%となり、シミュレーションと同様に、入力電流ベクトル制御による入力フィルタの共振抑制効果が確認できる。

図8に電動機負荷における入力電流ベクトル制御の実験結果を示す。電動機は V/f 制御を適用している。RL負荷時と同様に、入力電流が正弦波に制御されているのが確認できる。入力電流がRL負荷時より多少ひずんでいるが、これは、電動機が無負荷であるのが原因である。出力電流も正弦波に制御されており、電動機の良い駆動が確認できる。

以上より、入力電流ベクトル制御の基本的な動作と電動機駆動が可能であることが確認できた。次に、出力電動機にもベクトル制御⁽¹⁵⁾を導入し、入力電流ベクトル制御と組み合わせた場合の特性を検証する。検証にあたり、まずは入力側を系統電源、RLCフィルタを構成した一般的なマトリックスコンバータに電動機を接続し、ベクトル制御を適用した場合の動作を検証する。

図9に入力を系統電源としたときの電動機ベクトル制御のシミュレーション結果を示す。シミュレーションでは0.5sまで加速した後、ステップ負荷を与え、動作を検証している。加速時、負荷入力後ともに、各波形が発振などすることなく、正弦波に制御されているのが確認できる。従って、系統電源時に電動機のベクトル制御は有効である。

図10に入力を発電機、負荷を電動機とし、それぞれにベクトル制御を適用した場合のシミュレーション結果を示す。シミュレーション条件は図6、図9と同じであるにもかかわらず、始動時に各波形に大きな振動や乱れが発生し、出力電圧が発生せず、制御が不安定であるのが確認できる。

4. 出力側の電流制御に関する考察

図6から図10までの結果より、入力電流のベクトル制御、および、出力側のベクトル制御単体では動作がするが、それらを組み合わせた場合、制御系の干渉により、動作が不安定なることが確認できた。本章では、出力側の電流制御に対し安定解析を行い、発電機が電流制御に与える影響に

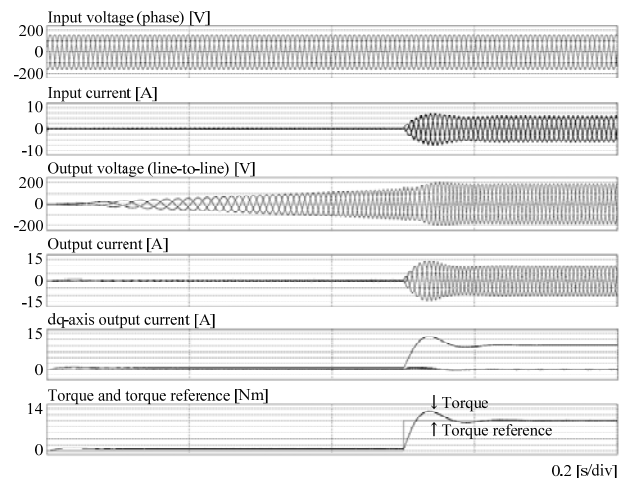


Fig. 9. Simulation results of the vector control for motor.

ついて考察する。

図 11 にマトリックスコンバータの 1 相分等価回路を示す。出力側の安定解析では、解析を簡単化するために出力の位相をある一瞬で固定した直流モデルで考える。また、解析の結果を明確にするため、出力電流制御は比例制御とする。

図 12 に図 11 より求めた出力電流制御のブロック図を示す。図 12 では、信号同士の乗算が存在し、非線形であることがわかる。そこで、定常近傍で直線近似しながら状態方程式を導出し、安定解析を行う。

入力電流 i_{in} 、コンデンサ電圧 v_c 、出力電流 i_o を、それぞれ(8)、(9)、(10)式に示す。ただし、 p は微分演算子、 v_{mc} はマトリックスコンバータの出力電圧、 v_o は負荷電圧である。

$$pi_{in} = \frac{1}{L_x}(v_g - v_c) \dots\dots\dots (8)$$

$$pv_c = \frac{1}{C_f}(i_{in} - i_{mc}) \dots\dots\dots (9)$$

$$pi_o = \frac{1}{L_o}(v_{mc} - v_o) \dots\dots\dots (10)$$

マトリックスコンバータの入力電力と出力電力は、瞬時的に等しいため、(11)式が成立する。

$$v_c i_{mc} = v_{mc} i_o \dots\dots\dots (11)$$

出力電流の制御を比例制御とすれば、出力電圧 v_{mc} はコンデンサ電圧 v_c と変調率 λ を用いて(12)式で表される。ただし、 K_p は比例ゲインである。

$$v_{mc} = \frac{\lambda}{2} v_c = \frac{K_p}{2} (i_o^* - i_o) v_c \dots\dots\dots (12)$$

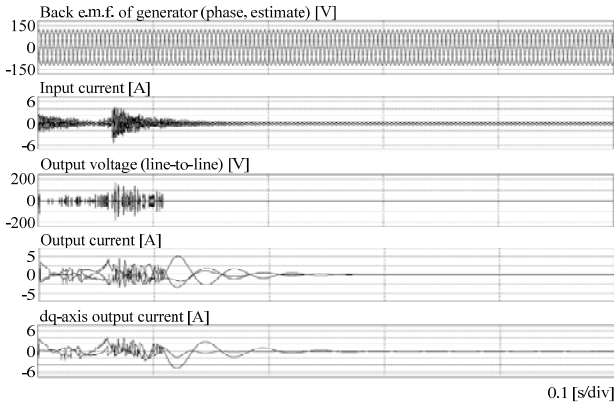


Fig. 10. Simulation results of vector control of generator side and output side.

(12)式において、コンデンサ電圧 v_c と出力電流 i_o は状態変数であるため、状態変数同士の積が発生し、非線形となる。そこで、各状態変数を、線形近似を用いて定常成分と変動分に分離し、計算を簡単化する。

(11)、(12)式の変動成分をそれぞれ(13)、(14)式に示す。ただし、添え字 s は定常成分を表し、 Δ は変動分を表す。

$$\Delta v_{mc} = \frac{K_p}{2} (i_o^* - i_o) \Delta v_c - \frac{K_p v_{cs}}{2} \Delta i_o \dots\dots\dots (13)$$

$$\Delta i_{mc} = \frac{1}{v_{cs}} (v_{mcs} \Delta i_o + i_{os} \Delta v_{mc} - i_{mcs} \Delta v_c) \dots\dots\dots (14)$$

さらに、(14)式に(13)を代入して(15)式を得る。

$$\Delta i_{mc} = \frac{1}{v_{cs}} \left\{ \frac{K_p}{2} i_{os} (i_o^* - i_{os}) - i_{mcs} \right\} \Delta v_c + \left(\frac{v_{mcs}}{v_{cs}} - \frac{K_p}{2} i_{os} \right) \Delta i_o \dots\dots\dots (15)$$

(8)~(15)式をまとめた状態方程式を(16)、(17)、(18)式に示す。

$$p \begin{bmatrix} \Delta i_{in} \\ \Delta v_c \\ \Delta i_o \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} \Delta i_{in} \\ \Delta v_c \\ \Delta i_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_x} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_g \\ v_o \end{bmatrix} \dots\dots\dots (16)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_x} & 0 \\ \frac{1}{C_f} & \frac{1}{C_f v_{cs}} \left\{ i_{mcs} - \frac{K_p}{2} i_{os} (i_o^* - i_{os}) \right\} & \frac{1}{C_f} \left(\frac{K_p}{2} i_{os} - \frac{v_{mcs}}{v_{cs}} \right) \\ 0 & \frac{K_p}{2L_o} i_{os} (i_o^* - i_{os}) & \frac{K_p}{2L_o} v_{cs} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (17)$$

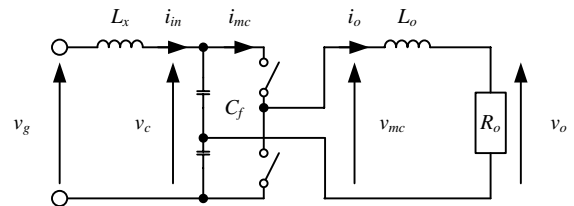


Fig. 11. Single phase equivalent circuit of the matrix converter.

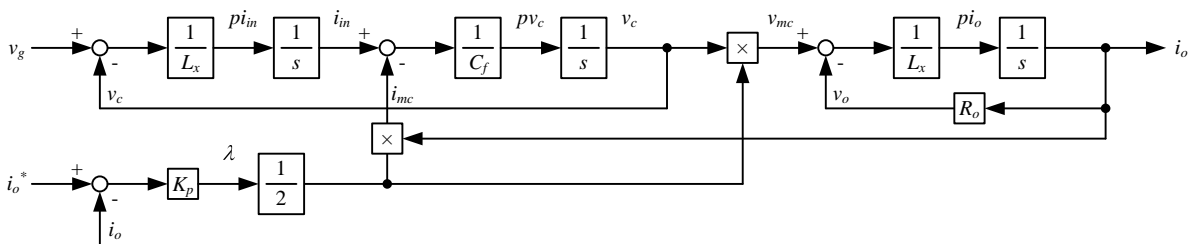


Fig. 12. Output current control block diagram of single phase equivalent circuit of the matrix converter.

$$i_o = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_m \\ \Delta v_c \\ \Delta i_o \end{bmatrix} \dots\dots\dots (18)$$

図 13 に(17)式の根配置を示す。比例ゲイン $K_p=0.01$ の場合の根配置は、実部がすべて負である。同様に、 $K_p=0.05$ の場合も実部が負となるが、いずれの場合も、虚数部が含まれているため振動的である。実際はこれに制御遅れや電圧飽和の影響が加わり不安定になる。 $K_p=0.1$ になると、実部が正となり、完全に不安定となる。以上より、P 制御ではゲインが増加するにつれて右半面に根が移動し不安定になるため、制御性能を向上するのが困難である。電流制御に PI 制御を適用する場合においても、P 制御の場合と同様に振動を抑制することができないため、定常偏差は解消されるが制御特性自体は改善されないと考えられる。なお、入力側の LC が無い場合は RL による 1 次遅れの系となるため、制御遅れがない理想状態においては、電流制御のゲインを上げても不安定にはならない。

以上より、マトリックスコンバータに発電機と電動機を接続する場合、フィルタ共振による入力側の不安定化だけでなく、出力側の制御にも悪影響を与えることが確認できた。

5. 結論

本論文では、発電機と電動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、発電機の同期リアクタンスの影響を、入力側と出力側について検討した。入力電流にベクトル制御を適用し、シミュレーションと実験により、発電機側の動作を安定にすることができた。しかし、電動機にベクトル制御を適用した場合には不安定になることがわかった。そこで、発電機が出力側の電流制御に与える影響を状態方程式にて検証した結果、電流制御のゲインを上げると不安定になることを確認した。今後の課題として、発電機と電動機の制御の高性能化、および、制御系のゲインの最適化などを行う予定である。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。

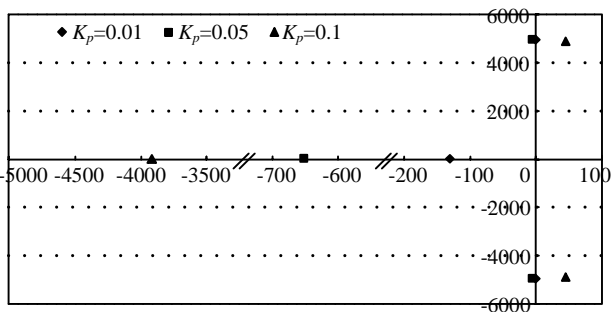


Fig. 13. Root locus of equivalent circuit.

文 献

- (1) J. Haruna and J. Itoh: "Motor Drive Characteristics of a Matrix Converter with a Generator as Input", JIASC IEEJ, pp.1-45-1-50 (2008)
春名順之介・伊東淳一:「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」, 平成 20 年電気学会産業応用部門大会, pp.1-45-1-50 (2008)
- (2) J. Haruna and J. Itoh: "Input Current Vector Control for a Matrix Converter Connected a Generator Power Supply", Annual meeting of IEEJ, pp.4-20-4-21 (2008)
春名順之介・伊東淳一:「発電機電源におけるマトリックスコンバータの入力電流ベクトル制御」, 平成 20 年電気学会全国大会, pp.4-20-4-21 (2008)
- (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) 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 Iravani: "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) 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-」, 総合電子出版社