

# マトリックスコンバータの入出力直接電力制御法

学生員 岡部 奨\* 正員 野口 季彦

## Direct Power Control Applied to Input and Output of Matrix Converter

Tsutomu Okabe\*, Student Member, and Toshihiko Noguchi, Member

This paper describes a control technique of a direct-power-control (DPC) based matrix converter, where the DPC is applied to both the input and the output of the converter. This strategy is based on a virtual AC/DC/AC conversion system, and the virtual rectifier and the virtual inverter employ the DPC on the basis of instantaneous active and reactive power. Some computer simulations are conducted and their results prove feasibility of the proposed technique to control the matrix converter.

キーワード：マトリックスコンバータ，直接電力制御法，仮想電力変換システム

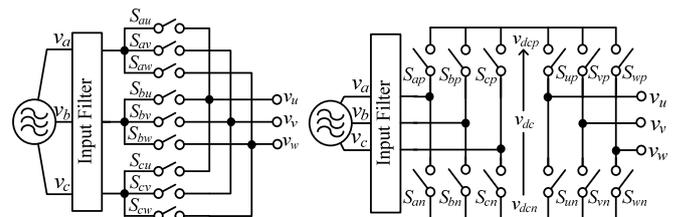
Keywords : matrix converter, direct power control, virtual power conversion system

### 1. はじめに

筆者らはこれまでに直接電力制御法をマトリックスコンバータの入力側のみ適用したシステムを提案し，その有効性を実験的に確認してきた<sup>(1)</sup>。本稿では，直接電力制御法の適用を更に拡張し，マトリックスコンバータの入出力双方に適用したシステム構成を検討する。計算機シミュレーションにより基本的な運転特性を検証した結果，良好な入出力制御特性を確認できたので報告する。

### 2. 制御原理

〈2・1〉 スイッチングパターンの合成 入出力双方に直接電力制御法を適用したマトリックスコンバータのシステム構成を図1に示す。本システムでは仮想 AC/DC/AC 変換方式によりスイッチングパターンの合成を行う<sup>(2)(3)</sup>。制御対象であるマトリックスコンバータと，それに対応した仮



(a) マトリックスコンバータ (b) 仮想変換システム  
図2 マトリックスコンバータと仮想 AC/DC/AC 変換システム  
Fig. 2. Matrix converter and virtual AC/DC/AC conversion system.

想 AC/DC/AC 変換システムを図2に示す。仮想 AC/DC/AC 変換システムのPWM整流器とPWMインバータのスイッチング関数を用いると，マトリックスコンバータのスイッチング関数は(1)のように合成することができる。ただし，各

$$\begin{bmatrix} S_{au} & S_{bu} & S_{cu} \\ S_{av} & S_{bv} & S_{cv} \\ S_{aw} & S_{bw} & S_{cw} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{up} & S_{un} \\ S_{vp} & S_{vn} \\ S_{wp} & S_{wn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{ap} & S_{bp} & S_{cp} \\ S_{an} & S_{bn} & S_{cn} \end{bmatrix} \quad (1)$$

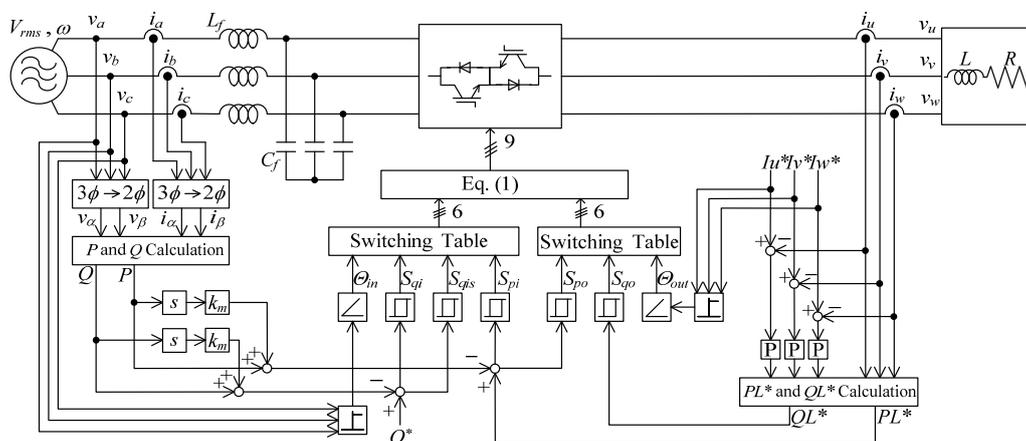


図1 マトリックスコンバータの入出力に直接電力制御法を適用したシステムブロック図  
Fig. 1. Block diagram of direct-power-control system applied to input and output of matrix converter.

スイッチング関数は1か0のいずれの値しかとらない。

**〈2・2〉 仮想電流形 PWM 整流器の制御** 仮想電流形 PWM 整流器の制御に、高速な電力制御が可能な直接電力制御法を適用する<sup>(4)</sup>。まず、電源電圧と電流に三相-二相絶対変換を施し、 $v_\alpha, v_\beta$ および $i_\alpha, i_\beta$ を得る。これらの値を用いて、交流側の瞬時有効電力  $P$  と瞬时无効電力  $Q$  を算出する。瞬時有効電力指令値  $P^*$  は仮想電圧形インバータから要求される負荷有効電力を用いる。瞬时无効電力指令値  $Q^*$  は所望の入力力率に応じて外部から直接与え、総合入力力率 1 制御を行う場合は  $Q^* = 0$  とする。各瞬時電力の偏差  $\Delta P, \Delta Q$  はヒステリシス要素で二値化し量子化信号  $S_{pi}, S_{qi}$  とする。また、 $\Delta Q$  のヒステリシス幅からの逸脱を検出して補償するために別のヒステリシス要素で二値化した量子化信号  $S_{qis}$  も設ける。電源電圧ベクトルの位相も 12 の領域  $\theta_{in}$  に量子化する。 $S_{pi}, S_{qi}, S_{qis}$  および  $\theta_{in}$  の組み合わせに応じて仮想電流形 PWM 整流器のスイッチングモード  $S_a, S_b, S_c$  をスイッチングテーブルで直接決定することにより  $P$  と  $Q$  の高速なリレー制御を行う。図 3 にこのスイッチングテーブルと各スイッチングモードの定義を示す。

**〈2・3〉 仮想電圧形 PWM インバータの制御** 仮想電圧形 PWM インバータにも直接電力制御法を適用する。出力電流  $i_u, i_v, i_w$  とその指令値  $i_u^*, i_v^*, i_w^*$  の偏差を P 制御器に入力し、インバータ出力電圧指令値  $v_u^*, v_v^*, v_w^*$  を得る。そして、前述の仮想電流形 PWM 整流器に要求する負荷有効電力  $P_L^*$  と負荷無効電力  $Q_L^*$  を下式により算出する。

$$P_L^* = v_u^* i_u^* + v_v^* i_v^* + v_w^* i_w^* \quad (2)$$

$$Q_L^* = \sqrt{3} \{ (v_v^* - v_w^*) i_u^* + (v_w^* - v_u^*) i_v^* + (v_u^* - v_v^*) i_w^* \}$$

瞬時有効電力の偏差  $\Delta P$  と  $Q_L^*$  はヒステリシスで二値化し、量子化信号  $S_{po}, S_{qo}$  とする。また、出力電圧ベクトルの位相も 6 つの領域  $\theta_{out}$  に量子化する。 $S_{po}, S_{qo}$  および  $\theta_{out}$  の組み合わせに応じて仮想電圧形 PWM インバータのスイッチングモード  $S_u, S_v, S_w$  をスイッチングテーブルで直接決定する。図 4 にこのスイッチングテーブルと各スイッチングモードの定義を示す。

$S_{qi}$	$S_{qis}$	$S_{pi}$	$\theta_1$	$\theta_2$	$\theta_3$	$\theta_4$	$\theta_5$	$\theta_6$	$\theta_7$	$\theta_8$	$\theta_9$	$\theta_{10}$	$\theta_{11}$	$\theta_{12}$
0	0	0	PON	PON	OPN	OPN	NPO	NPO	NOP	NOP	ONP	ONP	PNO	PNO
1	0	0	PNO	PNO	PON	PON	OPN	OPN	NPO	NPO	NOP	ONP	ONP	ONP
1	1	0	ONP	ONP	PNO	PNO	PON	PON	OPN	OPN	NPO	NPO	NOP	NOP
0	1	0	ONP	PON	PNO	OPN	PON	NPO	OPN	NOP	NPO	ONP	NOP	PNO
0	0	1	PNO	PON	PON	OPN	OPN	NPO	NPO	NOP	NOP	ONP	ONP	PNO
1	0	1	PNO	PON	PON	OPN	OPN	NPO	NPO	NOP	NOP	ONP	ONP	PNO
1	1	1	PNO	PNO	PON	PON	OPN	OPN	NPO	NPO	NOP	NOP	ONP	ONP
0	1	1	PNO	PNO	PON	PON	OPN	OPN	NPO	NPO	NOP	NOP	ONP	ONP

$P = S_{mp} : 1, S_{mn} : 0 \quad O = S_{mp}, S_{mn} : 0 \quad N = S_{mp} : 0, S_{mn} : 1 \quad \therefore m = a, b, c$

図 3 仮想 PWM 整流器のスイッチングテーブル

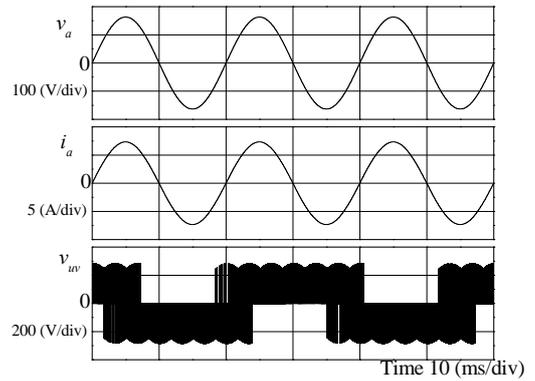
Fig. 3. Switching-state table of virtual PWM rectifier.

$S_p$	$S_q$	$\theta_1$	$\theta_2$	$\theta_3$	$\theta_4$	$\theta_5$	$\theta_6$
1	0	101	100	110	010	011	001
1	1	111	000	111	000	111	000
0	0	100	110	010	011	001	101
0	1	110	010	011	001	101	100

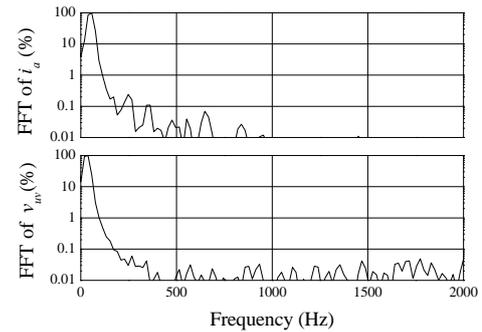
$1 = S_{mp} : 1, S_{mn} : 0$   
 $0 = S_{mp} : 0, S_{mn} : 1$   
 $\therefore m = u, v, w$

図 4 仮想 PWM インバータのスイッチングテーブル

Fig. 4. Switching-state table of virtual PWM inverter.



(a) 電源電圧，入力電流，出力線間電圧



(b) 入力電流と出力電圧の FFT 解析結果

図 5 30Hz 出力における各種波形 (シミュレーション結果)

Fig. 5. Waveforms at 30-Hz output (simulation result.)

### 3. 計算機シミュレーションによる検証

提案するシステムの制御特性を検証するためにシミュレーションを行った。電源電圧 200V、電源周波数 50Hz、入力フィルタ  $L_f=2.7\text{mH}$  (0.04 p.u.) および  $C_f=40\mu\text{F}$  (0.28 p.u.)、負荷  $L=3.7\text{mH}$  および  $R=25\Omega$  の条件とした。図 5 に出力電流指令値を 30Hz とした場合のシミュレーション結果を示す。入力電流波形は 50Hz の正弦波となっており、力率 1 制御が達成されていることが確認できる。また入力電流および出力線間電圧のスペクトルより、大きな高調波が発生しておらず良好に制御が行われていることがわかる。

### 4. まとめ

本稿では直接電力制御法をマトリクスコンバータの入出力に適用したシステムについて検討した。シミュレーション結果より、入力電流は良好な正弦波状に制御され力率 1 制御を達成すると同時に、出力電圧も高調波の少ない良好な波形に制御できることを確認した。

## 文 献

- (1) 竹内・佐藤・野口：「直接電力制御法を適用したマトリクスコンバータの新制御法」, 電学産応, 1, 309-312 (2004)
- (2) 伊藤・高橋：「マトリクスコンバータにおける入出力無効電力の非干渉制御法」, 電学 SPC, SPC-01-121 (2001)
- (3) 佐藤・野口：「直接電力制御法による PWM コンバータ平滑コンデンサ小容量化」, 電学 SPC, SPC-04-15 (2004)
- (4) 佐藤・野口：「電流形 PWM コンバータの直接電力制御法」, 電学大全, 4-026 (2004)