

# 入出力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運転特性

学生員 岡部 奨\* (長岡技術科学大学)      正員 野口季彦 (静岡大学)

## Operation Characteristics of Matrix Converter with Direct Power Control on Both Input and Output 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. Some computer simulations are conducted to confirm its performance under a load step change condition and an unbalanced power supply condition. 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

筆者らはこれまで入出力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を提案してきた<sup>(1)</sup>。本稿では、負荷変動時ならびに不平衡電源時の運転特性を計算機シミュレーションにより検証した結果、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

図 1 に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示す。本システムでは仮想 AC/DC/AC 変換方式を採用し、仮想電流形 PWM 整流器と仮想電圧形 PWM インバータのスイッチング関数を(1)のように合成することで、マトリックスコンバータのスイッチング状態を決定している<sup>(2)(3)</sup>。ただし、各スイッチング関

数は 1 か 0 のいずれかの値しかとらない。仮想電流形 PWM 整流器の制御と仮想電圧形 PWM インバータの制御は双方とも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>。

〈2・1〉 仮想電流形 PWM 整流器の制御    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  $P^*$  に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  $\theta_m$  に量子化する。 $S_{pi}, S_{qi}$ ,

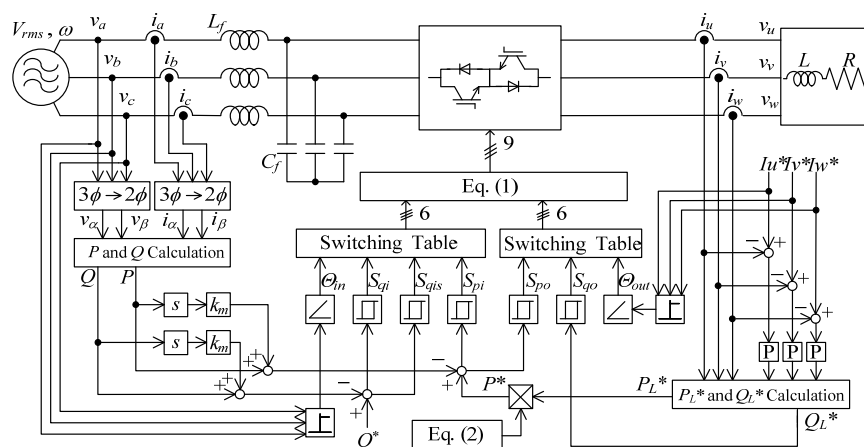


図 1 マトリックスコンバータの入出力に直接電力制御法を適用したシステムブロック図  
Fig. 1. Block diagram of matrix converter with direct-power-controllers on both input and output.

$S_p$	$S_m$	$S_r$	$\theta_1$	$\theta_2$	$\theta_3$	$\theta_4$	$\theta_5$	$\theta_6$	$\theta_7$	$\theta_8$	$\theta_9$	$\theta_{10}$	$\theta_{11}$	$\theta_{12}$
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	NOP	ONP	ONP
1	1	0	ONP	ONP	PNO	PNO	OPN	OPN	OPN	OPN	NPO	NPO	NOP	NOP
0	1	0	ONP	PNO	PNO	PON	PON	OPN	OPN	NPO	NPO	NOP	NOP	ONP
0	0	1	PON	PON	OPN	OPN	NPO	NPO	NOP	NOP	ONP	ONP	PNO	PNO
1	0	1	PNO	PON	PON	OPN	OPN	NPO	NPO	NOP	NOP	ONP	ONP	PNO
1	1	1	ONP	PNO	PNO	PON	PON	OPN	OPN	OPN	OPN	NPO	NPO	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 2 仮想 PWM 整流器のスイッチングテーブル  
Fig. 2. 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	100	110	010	011	001	101
0	0	111	000	111	000	111	000
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 3 仮想 PWM インバータのスイッチングテーブル  
Fig. 3. Switching-state table of virtual PWM inverter.

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

$$V_{dc\_ref} = \max \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \omega t \\ \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ \cos(\omega t - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2)$$

$S_{qis}$  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 2 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・2〉 仮想電圧形 PWM インバータの制御 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  $Q_L^*$  を算出する。このとき、平均的に高い仮想直流バス電圧を得るために、負荷有効電力  $P_L^*$  に規格化信号(2)を乗じて瞬时有効電力指令値  $P^*$  とする。

瞬时有効電力の偏差  $\Delta P$  と  $Q_L^*$  はヒステリシス要素で二値化し、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 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。

### 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 200 V、電源周波数 50 Hz、入力フィルタ  $L_f$  2.7 mH (0.05 p. u.) および  $C_f$  40  $\mu$ F (0.21 p. u.), 1.8 kW 出力を想定して負荷を  $L$  3.7 mH,  $R$  12.5  $\Omega$  とし、出力電流指令値の振幅を 10 A、周波数を 30 Hz とした。

図 4 では負荷を 1.8 kW  $\rightarrow$  0.9 kW  $\rightarrow$  1.8 kW のようにステップ的に変化させ応答性を検証した波形である。入力電

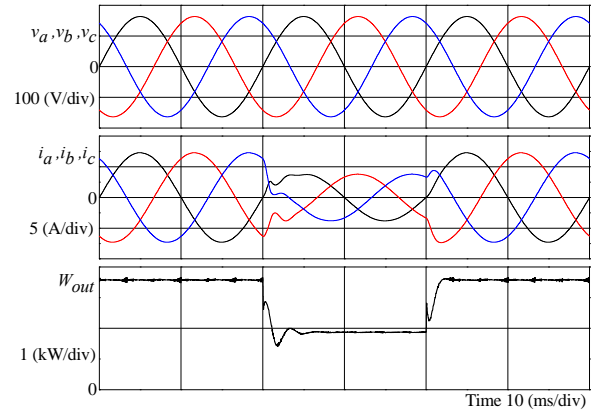


図 4 負荷変動のシミュレーション結果

Fig. 4. Simulation waveforms of load step change test.

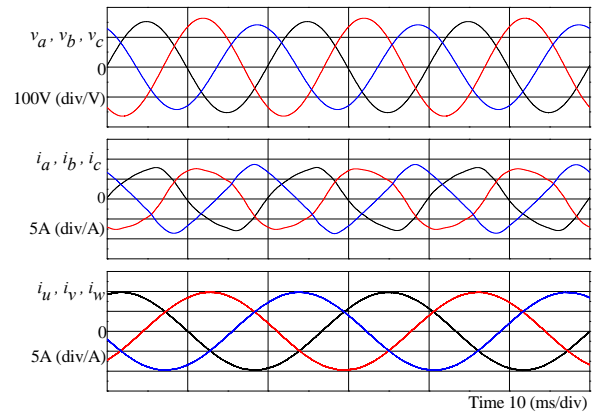


図 5 不平衡電源のシミュレーション結果

Fig. 5. Simulation waveforms under unbalanced power supply.

流波形は 50 Hz 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。また負荷が変動しても 2~3 ms で高速に応答していることがわかる。

図 5 は不平衡電源時の運転特性を検証したものであり、線間電圧を  $v_{ab} = 200$  V,  $v_{bc} = 187$  V,  $v_{ca} = 173$  V としている。不平衡電源のため入力電流に三次高調波が含まれるが、基本波力率についてはほぼ 1 に制御されている。一方、出力電流には高調波が見られず、良好な平衡三相電流が得られていることがわかる。

### 4. まとめ

本稿では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について、負荷変動時ならびに不平衡電源時の運転特性を検証した。シミュレーション結果より、本システムは負荷変動に対して高速な応答性をもつことを確認した。また、不平衡電源に対しては特別な対策を施すことなく、良好な平衡三相出力が得られることを確認した。

### 文 献

- (1) 岡部・野口：「マトリックスコンバータの入出力直接電力制御法」電学産応, 1, 429-430 (2008)
- (2) 伊藤・高橋：「マトリッ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」, 電学全大, 4-026 (2004)