

# 直接電力制御法を適用したマトリクスコンバータの運転特性

中富奏明<sup>\*</sup>, 竹内大裕, 佐藤 明, 野口季彦 (長岡技術科学大学)

Operation Characteristics of Matrix Converter Based on Direct Power Control

Somei Nakatomi, Daisuke Takeuchi, Akira Sato, and Toshihiko Noguchi (Nagaoka University of Technology)

## 1. はじめに

筆者らは直接電力制御法をマトリクスコンバータに適用したシステムを検討し, 計算機シミュレーションによりその妥当性を検証してきた<sup>(1)</sup>。

本稿では, このシステムの基本的な運転特性を実験的に確認したので報告する。

## 2. 制御原理

<2.1> スwitchingパターンの合成 図1に直接電力制御法を適用したマトリクスコンバータのシステム構成を示す。本システムは仮想AC/DC/AC変換方式によりSwitchingパターンの合成を行う<sup>(2)(3)</sup>。制御対象であるマトリクスコンバータを図2, またそれに対応した仮想AC/DC/AC変換器を図3に示す。仮想AC/DC/AC変換器のPWM整流器とPWMインバータのSwitching関数を用いると, マトリクスコンバータのSwitching関数は(1)のように合成することができる。ただし, 各Switching関数は1か0のいずれかの値しかとらない。

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

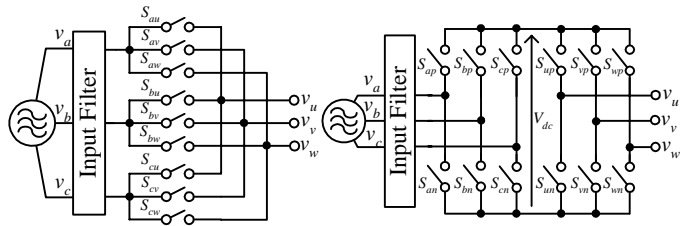


図2 マトリクスコンバータ 図3 仮想AC/DC/AC変換器  
Fig. 2. Matrix converter. Fig. 3. Virtual AC/DC/AC converter.

<2.2> 仮想電流形PWM整流器の制御 仮想電流形PWM整流器の制御には, 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制御系から算出された負荷電力  $P_L$  と基準信号(2) を乗ずることにより得る。これは平均的に高い仮想直流バス電流を得るためである。瞬时无効電力指令値  $Q^*$  は入力力率に応じて外部から直接与える。

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

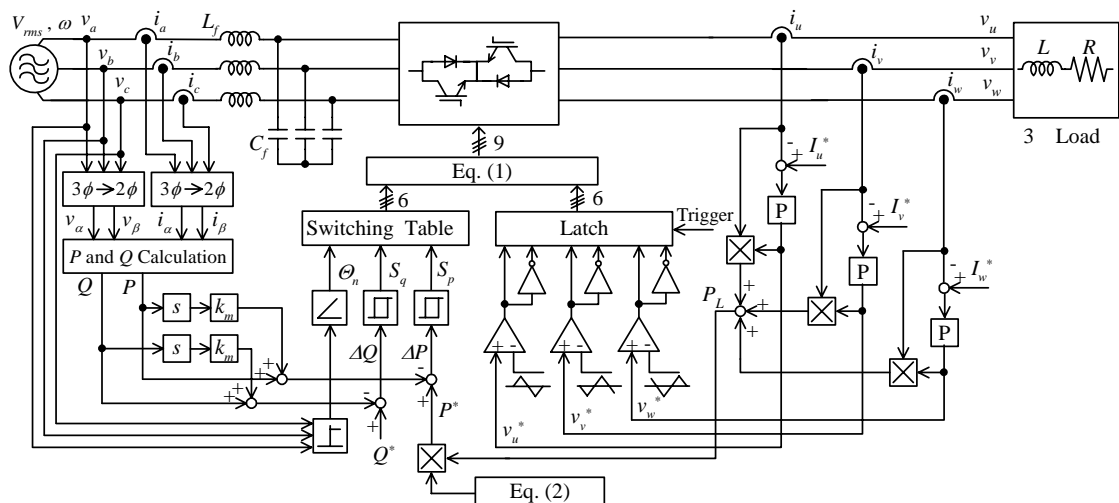


図1 直接電力制御法を適用したマトリクスコンバータのシステム構成  
Fig. 1. Block diagram of matrix converter based on direct-power-control.

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 $S_p, S_q$ とする。また、電源電圧位相も6つの領域 $\theta_n$ に量子化して検出する。 $S_p, S_q$ および $\theta_n$ の組み合わせに応じてPWMコンバータ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 $Q$ のリレー制御を行う。図4に最適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インバータの制御には電流フィードバックによる電流制御を適用する。PWMに使用するキャリアはゼロ電圧ベクトルを出力しない三相三角波キャリアとする。また、前述の仮想電流形PWM整流器の制御に必要な負荷電力 $P_L$ は、仮想電圧形インバータの制御系で(3)により算出する。

$$P_L = v_u^* i_u + v_v^* i_v + v_w^* i_w \quad (3)$$

また、仮想電流形PWM整流器はゼロ電流ベクトルを出力する場合があるため、仮想直流バス電圧がゼロになる期間が生じて出力を乱す。そこで、仮想電流形PWMコンバータの量子化信号 $S_p, S_q$ を用いて、両者が0のときは0を、それ以外は1を出力するTrigger信号を生成する。このTrigger信号を用いてスイッチングモードに一定の制限を加える。

### 3. 実験結果

実験は電源電圧200V、入力フィルタ $L_f = 0.6$  mHおよび $C_f = 20$   $\mu$ F、負荷 $L = 3.7$  mHおよび $R = 25$   $\Omega$ の条件で行った。図5に出力電流指令値30 Hz、無効電力指令値0 varにおける電源電圧、電源電流、出力電流波形を示す。無効電力が0 varに制御されているため、結果的に電源電流と電源電圧がほぼ同相になり基本波入力力率は1に制御がされている。しかし、高調波まで含めた総合入力力率は92%にとどまり、今後、波形改善を検討しなければならない。一方、出力電流は指令値どおりの周波数で正弦波状に制御されていることがわかる。図6に出力電流を100 Hzとした場合の実験結果を示す。図5と同様に所望の周波数で電流が出力されている。

### 3. まとめ

本稿ではマトリクスコンバータに直接電力制御法を適用できることを実機により確認した。今後は入出力波形の改善を図る。

#### 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」H16年電学産応, 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」電学研究会, SPC-01-121 (2001)
- (3) 伊東・佐藤・大口・佐藤・小高・江口：「キャリア変調方式を用いた仮想AC/DC/AC変換方式によるマトリクスコンバータの制御法」電学論D, 124, 5, 457-463 (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)

$S_p$	$S_q$	$\theta_1$	$\theta_2$	$\theta_3$	$\theta_4$	$\theta_5$	$\theta_6$
1	0	PON	OPN	NPO	NOP	ONP	PNO
1	1	PNO	PON	OPN	NPO	NOP	ONP
0	0	OOO	OOO	OOO	OOO	OOO	OOO
0	1	ONP	PNO	PON	OPN	NPO	NOP

$P = S_{mp} : 1, S_{mn} : 0$   
 $O = S_{mp}, S_{mn} : 1$  (or 0)  
 $N = S_{mp} : 0, S_{mn} : 1$   
 $m = a, b, c$

図4 最適スイッチングテーブル

Fig. 4. Optimum switching mode table.

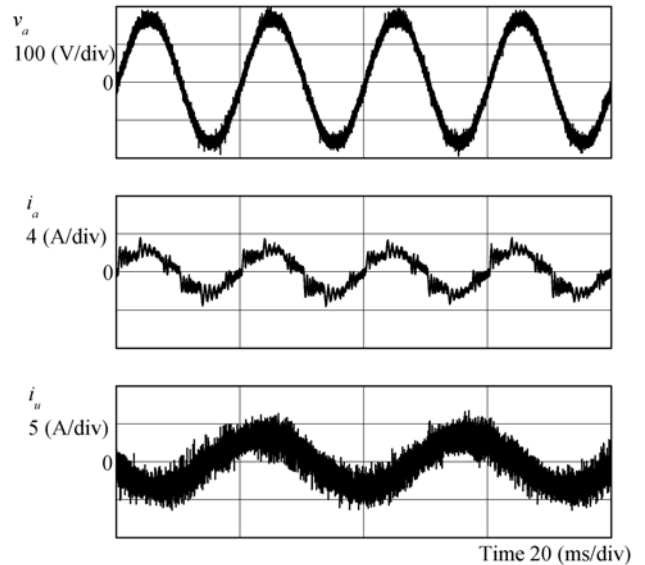


図5 30 Hz 出力における各種波形

Fig. 5. Waveforms at 30-Hz output current.

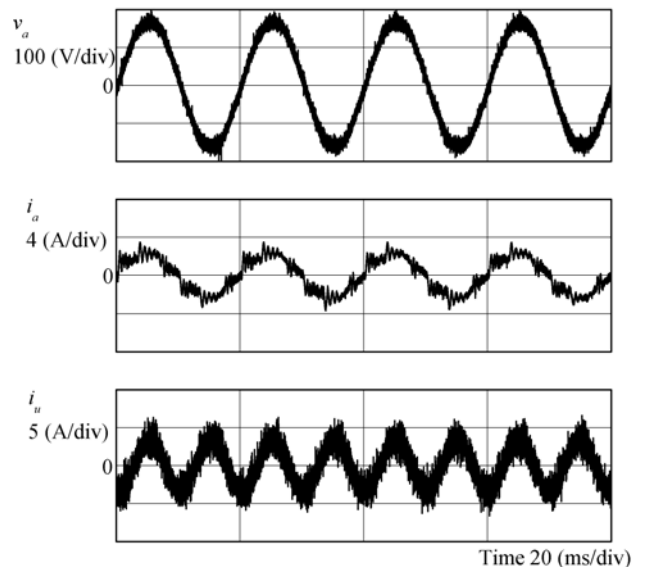


図6 100 Hz 出力における各種波形

Fig. 6. Waveforms at 100-Hz output current.