

# 200kHz 出力三相-单相マトリックスコンバータ の入力電流波形改善法

高山 裕次\*, 久保田 洋平, 野口 季彦 (静岡大学)

Improvement of Input Current Waveform for High-Frequency Output Three-Phase to Single-Phase Matrix Converter  
Yuji Takayama, Yohei Kubota, Toshihiko Noguchi (Shizuoka University)

## 1. まえがき

筆者らはこれまでに高周波出力三相-单相マトリックスコンバータの制御原理について検討し、シミュレーションで運転特性を確認してきた<sup>(1)</sup>。しかし、負荷を広範囲に変化させて入力力率 1 制御を行った場合の動作特性に関しては検討していない。本稿では従来方式において負荷変動した場合の問題点を述べるとともに、それをスイッチングパターンの変更により改善しシミュレーションにて評価したので報告する。

## 2. 制御原理

### <2・1> 回路構成

図 1 に三相-单相マトリックスコンバータの主回路構成を示す。入力側は三相なので瞬時電力が一定であるが、出力側は单相であるため 2 倍の周波数で電力が脈動する。しかし、本稿で検討するように出力が 200kHz と高周波である場合は、入力側の LC フィルタにより瞬時電力のインバランスを吸収できる。これにより特別な制御を行わずに三相-单相直接電力変換を実現している。

### <2・2> 制御原理

図 2 に制御ブロック図を示す。本制御システムでは入力側で電流制御を行うことにより入力力率 1 制御を達成する。まず、入力側の LC フィルタによる共振を抑制するために微分補償を施した入力電流と電源電圧を三相-二相変換し、 $i_\omega$ 、 $i_\beta$  および  $v_\omega$ 、 $v_\beta$  を得る。 $v_\omega$ 、 $v_\beta$  を用いて電源位相を算出し、 $i_\omega$ 、 $i_\beta$  を回転座標変換して  $i_d$ 、 $i_q$  を得る。この値と指令値との偏差を PI 制御器に入力し、その出力を再び三相量に戻して三角波キャリア比較を行う。そこで得られた信号と 200kHz の出力極性切換え信号である Latch および  $v_{cr}$ 、 $v_{cs}$ 、 $v_{ct}$  により三相-单相マトリックスコンバータのスイッチング信号を得る。なお、微分補償による入力電流の位相遅れが発生するので、図 3 に示したように q 軸電流指令値を入力電流振幅に比例するように補正する。

### <2・3> スwitching テーブルの構成

表 1 に提案するスイッチングテーブルを示す。三角波キャリア比較により得られた信号と電圧の位相情報をもとにスイッチングテーブルを構成する。従来のスイッチングテーブルにおいて入力電流が歪む部分のスイッチングパターンを網掛け部のように変更することで入力電流の総合歪率を改善する。従来法では電流形整流器が正方向のみ電圧を

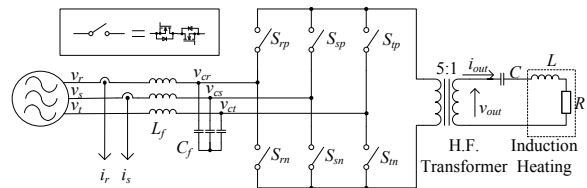


図 1 主回路構成  
Fig. 1. Main circuit configuration.

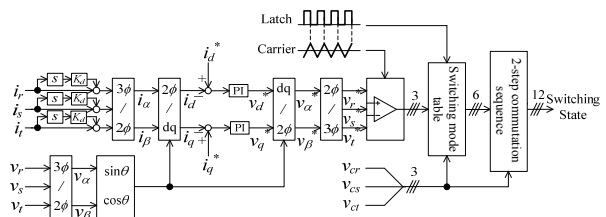
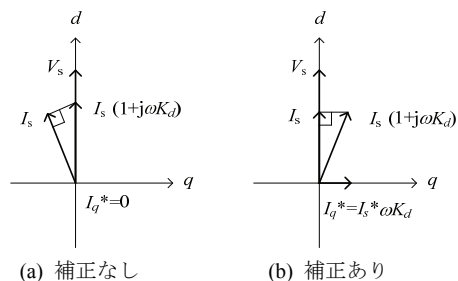


図 2 制御ブロック図  
Fig. 2. Control block diagram.



(a) 補正なし (b) 補正あり  
図 3 微分補償による位相遅れの補正  
Fig. 3. Correction of phase lag due to differential compensation.

表 1 スwitching テーブル (Latch = 1)

Table 1. Switching mode table.

Max	Min	000	100	010	110	001	101	011	111
$v_{cr}$	$v_{ct}$	OOS	PON	OPN	OPN	ONP	PNO	PNO	SOO
$v_{cs}$	$v_{ct}$	OOS	PON	NPO	OPN	NOP	PNO	NPO	OSO
$v_{cs}$	$v_{cr}$	SOO	PON	NPO	OPN	NOP	ONP	NOP	OSO
$v_{ct}$	$v_{cr}$	SOO	PNO	NPO	OPN	ONP	ONP	NOP	OOS
$v_{ct}$	$v_{cs}$	OSO	PNO	NPO	PON	ONP	PNO	NOP	OOS
$v_{cr}$	$v_{cs}$	OSO	PON	OPN	PON	ONP	PNO	NOP	SOO

$P = S_{mp} : 1, S_{nm} : 0$   $N = S_{mp} : 0, S_{nm} : 1$   $O = S_{mp} : 0, S_{nm} : 0$   
 $S = S_{mp} : 1, S_{nm} : 1$   $\therefore m = r, s, t$

出力させるものとしてスイッチングパターンを組んでいる。この場合、出力電圧の調整が困難で軽負荷時に入力電流が歪む。そこで、提案法では新たに負方向の電圧出力モード

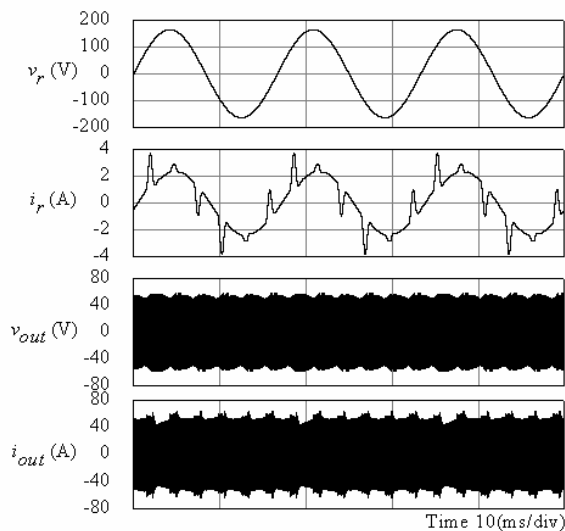


図4 シミュレーション波形 (従来法)  
Fig. 4. Simulation result (conventional switching pattern).

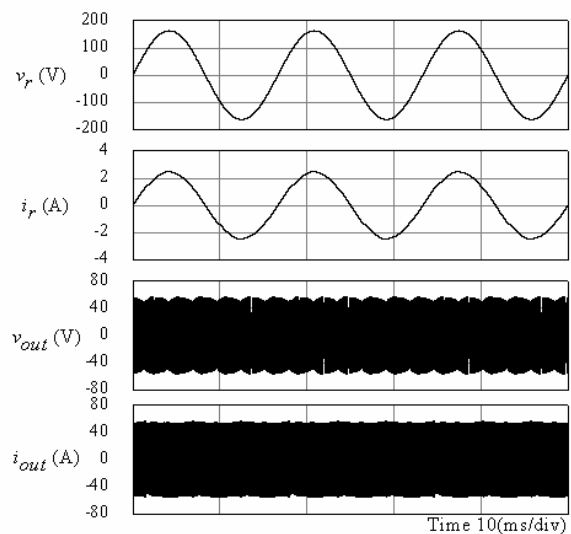


図5 シミュレーション波形 (提案法)  
Fig. 5. Simulation result (proposed switching pattern).

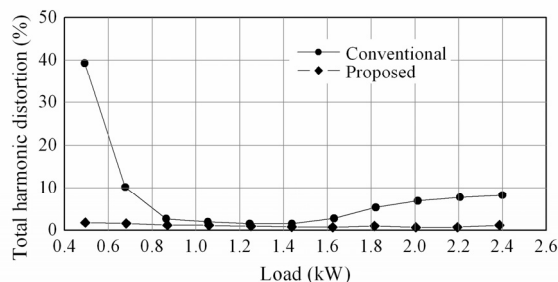


図6 入力電流の総合歪率  
Fig. 6. Total harmonic distortion of input current.

表2 主回路の電気的パラメータ  
Table 2. Electric parameters of main circuit.

Input Voltage	$3\phi, 200\text{ V}, 60\text{ Hz}$
Input LC Filter	$L_f = 0.6\text{ mH}, C_f = 50\text{ }\mu\text{F}$
Load	$R = 0.324\text{ }\Omega, L = 7.186\text{ }\mu\text{H}$
Output Resonant Capacitor	$C = 89.2\text{ nF}$
Output Frequency	$200\text{ kHz}$

を設けることで入力電流の歪を抑制するとともに入力率の改善を図っている。さらに、従来法では重負荷時において電圧指令値の位相ずれに対応できないため入力電流が歪むが、提案法ではこれを改善するためのパターン変更も施されている。

### 3. 計算機シミュレーションによる検証

表2に示すパラメータを用いてシミュレーションを行った。図4に従来法、図5に提案法のスイッチングテーブルを適用した軽負荷 (0.5kW 出力) 時の波形を示す。従来法では電流形整流器が正方向のみ電圧を出力していたため入力電流に大きなリップルが発生するが、提案法では歪みの少ない良好な波形となっている。入力電流の総合歪率 (30 次まで) と総合入力率を比較したものを図6と図7に示す。

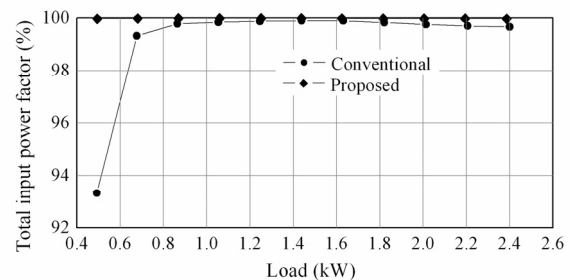


図7 総合入力率  
Fig. 7. Total input power factor.

従来法では軽負荷時および重負荷時に入力電流歪が悪化し、これと入力側 LC フィルタの進相電流成分により、総合入力率 1 を保てなくなるが、提案法は広い負荷範囲にわたって高調波の少ない良好な入力電流制御とともに総合入力率 1 制御を達成できることがわかる。負荷 0.5kW において、総合歪率は従来法が 39.3%であったのに対し、提案法は 1.82%、同様に負荷 2.4kW で従来法が 8.29%、提案法が 1.20% と大幅に改善できた。また、提案法では負荷 1.6kW において最高 0.74% の総合歪率を達成できることを確認した。

### 4. まとめ

本稿では 200kHz 出力三相-単相マトリックスコンバータの入力率 1 制御について、従来法および提案法のスイッチングパターンを用いた場合の動作特性を比較評価した。シミュレーション結果より、入力電流総合歪率を軽負荷 (0.5kW) 時に 37 ポイント、重負荷 (2.4kW) 時に 6.9 ポイント改善できた。

### 文献

- (1) 小杉・野口・平石・市川:「誘導加熱用三相/単相マトリックスコンバータ」半導体電力変換研究会資料, SPC-10-036 (2010)