

# マトリクスコンバータの入力電流波形改善に関する検討

久保田 洋平\*, 野口 季彦 (静岡大学)

Study on Improvement of Input Current Waveform of Matrix Converter  
Yohei Kubota, Toshihiko Noguchi (Shizuoka University)

## 1. まえがき

筆者らはこれまでに入力電流の総合歪率 (THD) を優先的に改善するマトリクスコンバータの制御法を検討し、シミュレーションでその動作確認を行ってきた<sup>(1)</sup>。しかし、軽負荷時に入力電流の高調波が多くなり、電流制御特性が悪化するという問題が残されていた。本稿では従来の制御法式に若干の変更を施すことによりこの問題を改善し、力率 1 制御可能な負荷範囲を拡大したので報告する。

## 2. 制御原理

### <2・1> マトリクスコンバータのスイッチング関数

図 1 にマトリクスコンバータと仮想 AC/DC/AC 変換システムを示す。(1)式のように仮想 AC/DC 変換器 (仮想電流形整流器) と仮想 DC/AC 変換器 (仮想電圧形インバータ) のスイッチング関数を合成することによりマトリクスコンバータのスイッチング関数を得る<sup>(2)</sup>。

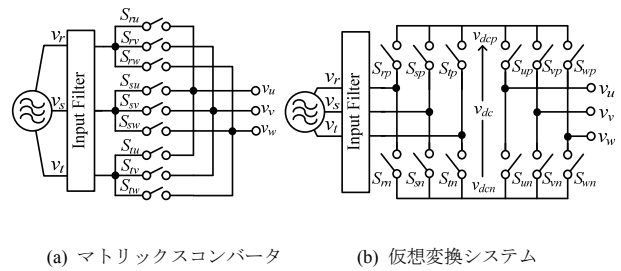
$$\begin{bmatrix} S_{ru} & S_{su} & S_{tu} \\ S_{rv} & S_{sv} & S_{tv} \\ S_{rw} & S_{sw} & S_{tw} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{up} & S_{un} \\ S_{vp} & S_{vn} \\ S_{wp} & S_{wn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{rp} & S_{sp} & S_{tp} \\ S_{rn} & S_{sn} & S_{tn} \end{bmatrix} \quad (1)$$

### <2・2> 仮想 AC/DC/AC 変換システムの制御

仮想電流形整流器は、出力電圧と出力電流から計算された負荷電力指令値を電源電圧で除することにより、入力電流指令値  $i_d^*$  を生成し回転座標上で入力電流の制御を行う。

$$i_d^* = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{v_a^* i_a + v_b^* i_b}{\sqrt{v_a^2 + v_b^2}} \quad (2)$$

得られた電圧の指令値を三角波キャリアと比較し、電源の位相情報を基にスイッチングパターンを決定する。入力側の LC フィルタにより発生する共振を抑制するために、入力電流  $i_r$ ,  $i_s$ ,  $i_t$  のフィードバック信号に微分補償を施さなければならないが、その影響で入力電流の位相遅れが発生する。そこで、図 3 に示すように電流指令値  $i_q^*$  を入力電流振幅に比例するように注入し力率を 1 に保つ。仮想電圧形インバータは、入力の仮想電流形整流器の電流経路を常に確保し、入力電流の高調波を抑制するために一相変調を行う。図 4 のように整流器側とインバータ側で位相を  $90^\circ$  ずらした二相三角波キャリアを用いることにより、整流器側の還流モードとインバータ側のゼロ電圧出力モードの衝突を回避し、出力電流の歪を軽減する。マトリクスコンバータは出力の影響がそのまま入力側に反映されるため、結果的に



(a) マトリクスコンバータ (b) 仮想変換システム  
図 1 マトリクスコンバータと仮想 AC/DC/AC 変換システム  
Fig. 1. Matrix converter and virtual AC/DC/AC conversion system.

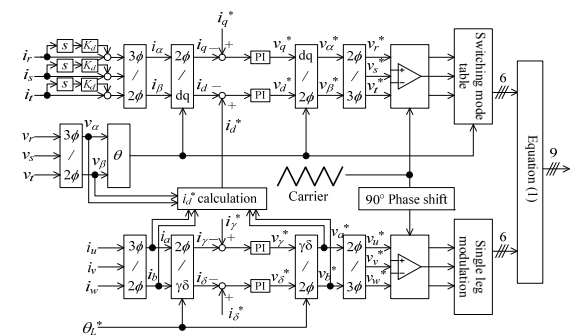
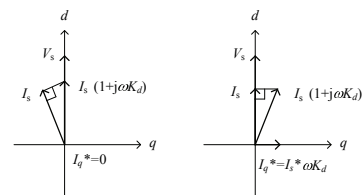
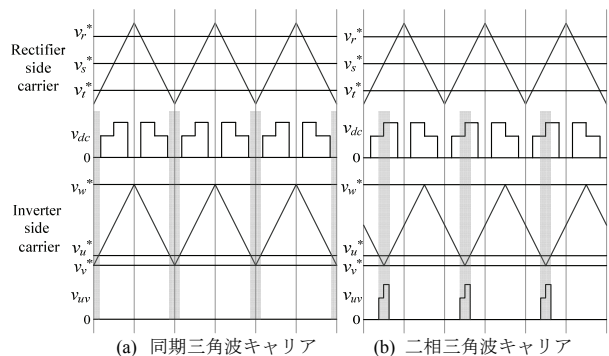


図 2 制御ブロック図  
Fig. 2. Control block diagram.



(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.



(a) 同期三角波キャリア (b) 二相三角波キャリア

図 4 同期三角波キャリアと二相三角波キャリア  
Fig. 4. Synchronized and two-phase triangular carriers.

表 1 仮想整流器のスイッチングテーブル  
Table 1. Switching mode table of virtual rectifier.

Max	Min	000	100	010	110	001	101	011	111
$v_r$	$v_t$	OOS	PON	OPN	OPN	ONP	PNO	PNO	SOO
$v_s$	$v_t$	OOS	PON	NPO	OPN	NOP	PNO	NPO	OSO
$v_s$	$v_r$	SOO	PON	NPO	OPN	NOP	ONP	NOP	OSO
$v_t$	$v_r$	SOO	PNO	NPO	OPN	ONP	ONP	NOP	OOS
$v_t$	$v_s$	OSO	PNO	NPO	PON	ONP	PNO	NOP	OOS
$v_r$	$v_s$	OSO	PON	OPN	PON	ONP	PNO	NOP	SOO

$$P = S_{mp} : 1, S_{nm} : 0 \quad N = S_{mp} : 0, S_{nm} : 1 \quad O = S_{mp} : 0, S_{nm} : 0$$

$$S = S_{mp} : 1, S_{nm} : 1 \quad \therefore m = r, s, t$$

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 V, 60 Hz
Input LC Filter	$L_f = 1.4$ mH, $C_f = 50$ $\mu$ F
Load	$R = 8$ $\Omega$ , $L = 3.7$ mH
Output Frequency	40 Hz
Carrier Frequency	10 kHz

入力電流歪の改善につながる。

### <2・3> 仮想整流器のスイッチングパターン

表 1 に提案する仮想電流形整流器のスイッチングテーブルを示す。網掛け部分が改良したパターンである。キャリアと電圧指令値  $v_r^*$ ,  $v_s^*$ ,  $v_t^*$  を比較して得た量子化信号が 1 であれば P (上側スイッチ ON), 0 であれば N (下側スイッチ ON) とし、電源の位相情報により短絡を起こさないように開放させる相を決定する。従来法では仮想直流バスに正方向にのみ電圧を出力させるようにスイッチングパターンが組まれており、仮想直流バス電圧が負方向となるモードにはゼロベクトルが充てられていた。その影響で軽負荷時に出力電圧の調整が損なわれ入力電流が歪むという問題があった。そこで、提案法では負方向の電圧出力モードを積極的に出力するようスイッチングパターンを改良した。また、キャリアと比較する電圧指令値の位相をずらすことにより力率 1 制御を行っているが、従来法では重負荷時にこれに対応できないためパターンを変更してある。

### 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シミュレーションを行った。このとき負荷を 0.3 ~ 3.2 kW の間一定とし電流の指令値を変化させている。図 5 に提案法のスイッチングテーブルを適用した 0.3 kW 出力時の波形を示す。軽負荷時に仮想直流バスに負方向の電圧を出力させているので、線間電圧  $v_{uv}$  は常に正負両極性のパルスが出力された波形となる。これに伴い、入力電流  $i_r$  は高調波が抑制されており、LC フィルタによって発生する進相電流分も打ち消して基本波力率が 1 に制御されている。このとき、入力電流の総歪率 THD (30 次まで) は 3.66% であった。

図 6 に従来法と提案法による入力電流の THD を比較した

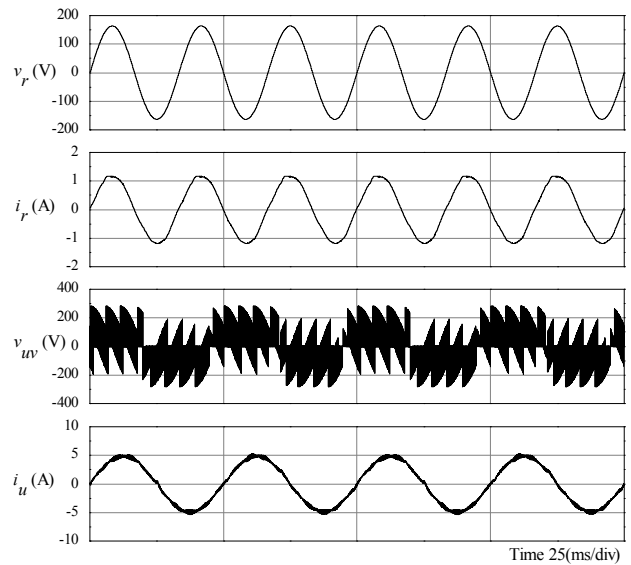


図 5 シミュレーション波形  
Fig. 5. Simulation result.

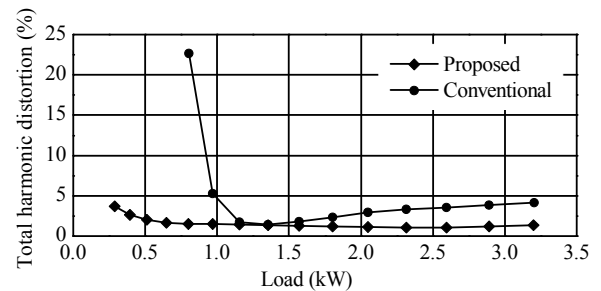


図 6 入力電流の総歪率  
Fig. 6. Total harmonic distortion of input current.

ものを示す。従来法では負荷が 1kW 以下になると THD が急激に悪化し入力電流制御が良好に行えなくなる。一方、提案法では軽負荷時の特性が大幅に改善され正弦波状に安定した電流制御を行えることがわかる。さらに、重負荷時に選択されるパターンも変更してあるので、全負荷範囲にわたって THD が改善されている。提案法では負荷 2.3kW において最高 THD1.07% を確認した。

### 4. まとめ

本稿では入力を優先させるマトリクスコンバータの制御法において、仮想電流形整流器のスイッチングパターンを変更することによる動作特性の改善を検討した。シミュレーション結果より軽負荷時においても入力電流 THD を抑制できる (負荷 0.3 kW で THD3.66%) ことを確認した。

### 文 献

- (1) 久保田・野口：「二相三角波キャリアを用いたインダイレクトマトリクスコンバータの簡易制御法」, 電気関係学会東海支部連合大会, C4-2 (2010)
- (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」, 半導体電力変換研究会資料, SPC-01-121 (2001)
- (3) 小杉・野口・平石・市川：「誘導加熱用三相/単相マトリクスコンバータ」, 半導体電力変換研究会資料, SPC-10-036 (2010)