

三相-高周波単相マトリックスコンバータの

1 ステップ転流法

学生員 宅間 春介 正員 日下 佳祐 上級会員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Single-step Commutation

for Three-phase to Middle-switching-frequency Single-phase Matrix Converter

Shunsuke Takuma, Student Member, Keisuke Kusaka, Member, Jun-ichi Itoh, Senior Member
(Nagaoka University of Technology)

The paper proposes a single-step commutation method based on estimating output current direction for a three-phase-to-single-phase matrix converter. Conventional four or two-step commutation causes a commutation failure in the low modulation index region due to the detection error of grid voltages still occurs. In the proposed single-step commutation, by modulating only one of two devices in a bi-directional switch and utilizing a zero vector to let the switches naturally turn-off, the commutation failures are avoided completely regardless of the voltage detection error. From experimental results, the input current THD at 10 kW with the proposed single-step commutation is reduced by 59 % in comparison with the conventional four-step commutation, whereas the proposed single-step commutation has a considerably simple commutation algorithm.

キーワード：三相-高周波単相マトリックスコンバータ，電流転流，1 ステップ転流

Keywords : Three-phase to high-frequency single-phase matrix converter, Current commutation, Single-step commutation

1. はじめに

近年，CO₂ 排出削減効果が高い電気自動車(EV)やプラグインハイブリッド自動車(PHV)に注目が集まっている。これら EV や PHV のさらなる普及拡大に向けて充電器のさらなる大容量化および小型化が求められている⁽¹⁾。

小型化，長寿命化といった課題を解決するためにマトリックスコンバータやインダイレクトマトリックスコンバータを適用した回路方式がこれまでに提案されている⁽²⁻³⁾。これらの直接形変換器はエネルギー蓄積要素が不要であり，変換回数を削減できる特徴を持つ。そのため，高効率化によるシステムの小型化が可能である。しかし，マトリックスコンバータは交流直接変換器のために，転流動作が複雑になり，一般には4回のステップが必要である。

4 ステップ転流を実装するためには FPGA といった高価な制御装置が必要となり，コストの増加が避けられない。そこで，転流シーケンスを単純化する目的で転流ステップ数を低減する手法がこれまで提案されている⁽⁴⁻⁶⁾。文献(4)では，転流ステップ数を4ステップから2ステップに削減することでソフトウェアの負担を低減する方法が提案されて

いる。しかし，2 ステップ転流では2つの相電圧が等しくなる領域で転流失敗が発生するため，全領域での2ステップ転流はできない。一方，三相-三相マトリックスコンバータをV結線チョップと組み合わせた構成において1ステップで転流する提案されている⁽⁵⁾。しかし，主回路の素子数が増加し，コストの増加，効率の低下が懸念される。

これまでに著者らは高周波単相三相マトリックスコンバータの転流に特化した2ステップ転流を提案してきた⁽⁶⁾。しかし，提案した2ステップ転流でも高価なFPGAが必要となるため，さらなるステップ数の低減が必要である。しかし，三相-単相マトリックスコンバータの1ステップ転流は検討されていない。

本論文では，三相-単相マトリックスコンバータを対象とした1ステップ転流手法を提案する。提案する転流法では，負荷電流の方向と各相電圧の大小関係を利用することで1ステップ転流を達成する。さらに，出力電圧を制御するための空間ベクトル変調によるベクトルのスイッチングパターンの割り当てを系統電圧の大きさに応じて変化させることにより，全領域で1ステップ転流ができる。実験結果より，電源電圧によらず全領域で1ステップ転流を達成しつつ，

低変調率時に入力電流ひずみを 59%抑制できることを確認したので報告する。

2. 1ステップ転流原理

(2-1) 提案回路構成 図1に三相-単相マトリックスコンバータを用いた絶縁型 AC-DC コンバータを示す。提案回路は、三相-単相マトリックスコンバータと高周波トランス、整流ダイオードで構成される。入力フィルタには昇圧用のリアクトルが不要である。また直接変換形を適用することで、直流部に設ける静電容量の大きいコンデンサを削減し、初期充電回路が不要なることで低コスト化を同時に実現する。

(2-2) 1ステップ転流原理 図2に1ステップ動作の原理を示す⁽⁷⁾。A相電圧 V_A と B相電圧 V_B の関係が $V_A > V_B$ の条件での転流を例に説明する。負荷電流の方向に応じて双方向スイッチの構成するスイッチの片側を常にオフとする。図2(a)から負荷電流が正方向の場合、相電圧が大きいA相から電流が流れる。ここで、 S_{1B} および S_{2B} はオフすることで V_A と V_B の大小関係を誤検出した場合でも電源短絡を防止できる。 S_{1A} をオフすることで電流経路はA相からB相に変化し、1ステップで転流する。また、 S_{1A} がオフのとき、電流はB相を経由して流れる。ここで S_{1A} をターンオンすることでB相からA相に同様に1ステップで転流する。転流が1ステップで完了するため、従来の2~4ステップのように転流による出力電圧誤差が生じない。三相-三相マトリックスコンバータのように負荷電流の方向がスイッチング周期に対し、十分長い期間一定であれば、本原理に基づいたスイッチングにより1ステップ転流を達成することができる。しかし、三相-単相マトリックスコンバータでは、負荷電流の方向はスイッチング周期で変化するため、単純に適用することはできない。そこで、ゼロベクトルのスイッチングパターンを利用して、三相-単相マトリックスコンバータで1ステップ転流を実現する。

(2-3) ゼロベクトルの拡張 図3に三相単相マトリックスコンバータを制御するための空間ベクトル変調を示す⁽⁸⁾。セクターの中央部で三相電圧の大小関係が変化するため、Areaを(1)式で定義する。

$$Area \begin{cases} A = (n-1) \frac{\pi}{3} \sim \frac{n\pi}{2} \\ B = \frac{n\pi}{2} \sim n\pi \end{cases} \quad n=1, 2, 3, 4, \dots \quad (1)$$

ここで n はセクターの番号を示す。

従来の空間ベクトル変調を適用することで単相側に高周波交流を出力できる。まず、スイッチング周期前半では、指令ベクトル i^* と同じセクターからベクトルを選定することで正の電圧を出力する。一方、スイッチング周期後半では、指令ベクトルと逆ベクトルの位置するセクターからベクトルを選定することで負の電圧を単相側に出力できる。正電圧と負電圧の間にはゼロ電圧を出力するゼロベクトル V_z を挿入する。

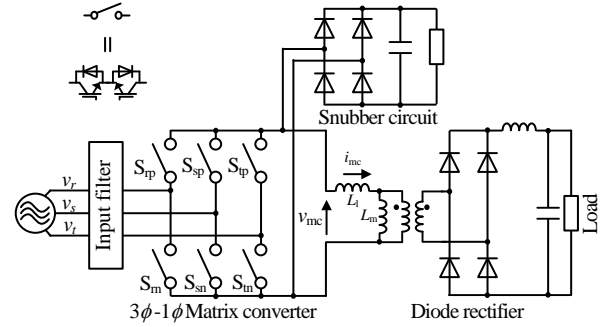


Fig. 1. AC-DC converter with three-phase to single-phase matrix converter.

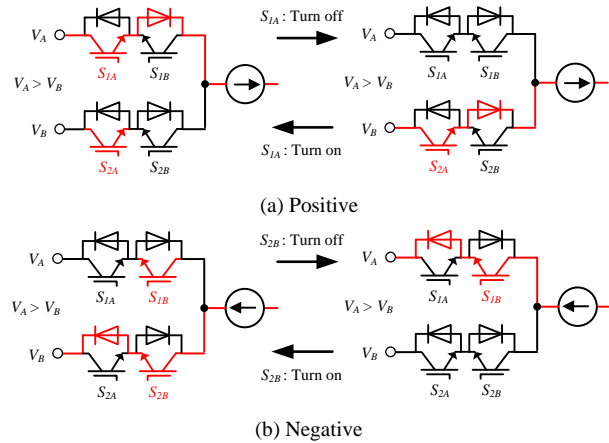


Fig. 2. Switching mode each current direction.

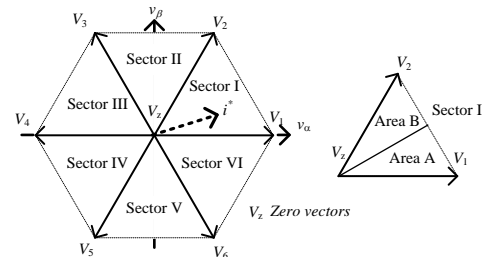


Fig. 3. Space vector modulation.

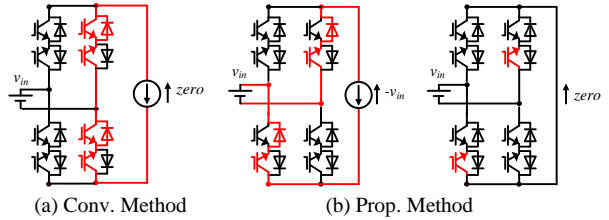


Fig. 4. Switching pattern for zero vector.

図4(a)に従来手法のゼロベクトルの一例を示す。ある一相の上下アームを ON、その他の相のスイッチを OFF とすることで、出力電流の還流経路を確保しつつ、ゼロ電圧を出力できる。しかし、ゼロベクトル中の電流方向と次の転流後の電流方向は異なるため、1ステップの原理に基づいてスイッチングをすると、負荷電流の開放を招き転流失敗する。そこで、三相-単相マトリックスコンバータで1ステップ転流を実現するためのゼロベクトルとなるスイッチングパターンを提案する。

図4(b)に提案するゼロベクトルのスイッチングパターンの原理を示す。提案するゼロベクトルでは、負荷電流を系統

Table 1. Switching table for single-step commutation.

| Sector | I | | | II | | | III | | | IV | | | V | | | VI | | | |
|------------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|-----|
| Vector | V ₁ | V ₂ | V _z | V ₂ | V ₃ | V _z | V ₃ | V ₄ | V _z | V ₄ | V ₅ | V _z | V ₅ | V ₆ | V _z | V ₆ | V ₁ | V _z | |
| Switching signal | Area A | 111 | 011 | 001 | 010 | 010 | 001 | 111 | 101 | 100 | 001 | 001 | 100 | 111 | 110 | 010 | 100 | 100 | 010 |
| | Area B | 001 | 001 | 100 | 111 | 110 | 010 | 100 | 100 | 010 | 111 | 011 | 001 | 010 | 010 | 001 | 111 | 101 | 100 |
| Switching signal | Area A | 101 | 111 | 001 | 010 | 010 | 100 | 110 | 111 | 100 | 001 | 001 | 010 | 011 | 111 | 010 | 100 | 100 | 001 |
| | Area B | 001 | 001 | 010 | 011 | 111 | 010 | 100 | 100 | 001 | 101 | 111 | 001 | 010 | 010 | 100 | 110 | 111 | 100 |

Example) Sector: I Area: A Vector: V₁

$$\begin{bmatrix} 111 \\ 001 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{p1}=\text{ON} & S_{s1}=\text{ON} & S_{n1}=\text{ON} \\ S_{m1}=\text{OFF} & S_{sm1}=\text{OFF} & S_{n1}=\text{ON} \end{bmatrix}$$

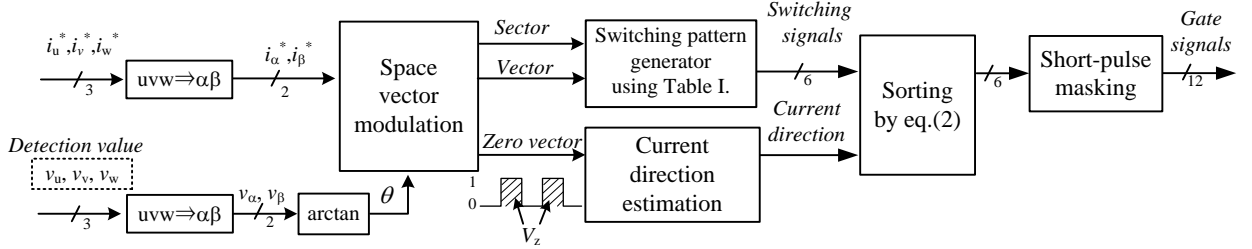


Fig. 5. Signal generation for proposed single-step commutation.

側に回生するスイッチングパターンを選択する。これによりゼロベクトル期間中に負荷電流をゼロまで減少させることができ、次の転流では、負荷電流はゼロから正(もしくは負)への変化に限られる。問題となっていた負荷電流の方向の変化を抑制することで1ステップ転流を実現できる。

表1に各セクターに対応するベクトル毎のスイッチング関数を示す。セクターに応じてベクトルに割り当てられたスイッチング関数を適宜切り替えることにより全領域で1ステップ転流を達成することができる。

〈2・4〉1ステップ転流実装 表1に各セクターにおけるベクトルと1ステップ転流を実現するスイッチング信号の対応を示す。各セクター内の電圧出力ベクトルは1ステップ転流の基本原則に従ってスイッチング信号と対応させる。電圧の大小関係が変化するため、(1)式に応じたAreaによって出力ベクトルに対応したスイッチング信号を変更する。

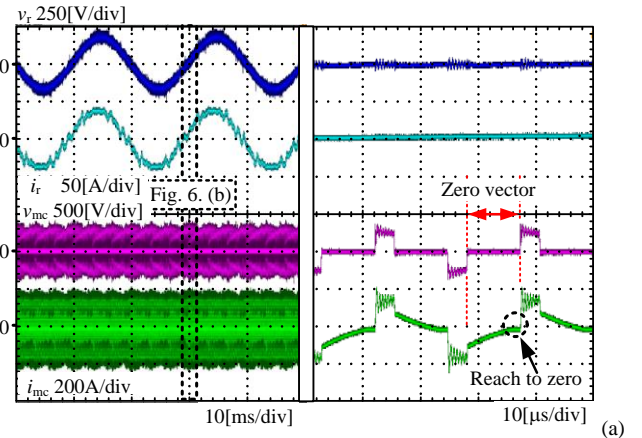
図5に三相単相マトリックスコンバータのゲート信号の生成ブロックを示す。三相電流の指令値を $\alpha\beta$ 変換した後、空間ベクトル変調を適用しセクターと選択したベクトルを出力する。セクターおよびベクトルに基づいて表1よりスイッチング信号を選択する。ここで、ゼロベクトル期間が終了するときに負荷電流がゼロとなっていると仮定して、電流方向の更新をゼロベクトルのダウンエッジにトリガをかけて実施する。双方向スイッチを構成する個々のスイッチの信号 S_{xl} , S_{xr} は電流方向推定結果より(2)式から求める。

$$\begin{cases} S_{xl} = S_x & S_{xr} = 0 & i_{load} > 0 \\ S_{xl} = 0 & S_{xr} = S_x & i_{load} < 0 \end{cases} \quad x = p, m, n \dots (2)$$

ここで x は最大相 p , 中間相 m , 最小相 n を意味し, S_x は表1で選択されたスイッチング信号である。転流と次の転流の間には素子の立ち上がり, 立下りより十分長い待機時間 t_d を設けるために, t_d よりも短いショートパルスをマスキングする。このショートパルスをマスキングすることは, 出力電圧誤差の要因となり入力電流ひずみを増加させる。しかし, 提案する1ステップ転流では, ほかの転流に比べて最もマスキングする時間が短く, ショートパルスの影響を小さくできる。

Table 2. Experimental conditions.

| Element | Symbol | Value |
|---------------------------|------------|-------------------|
| Rated output power | P_{out} | 10 kW |
| Carrier frequency | f_c | 20 kHz |
| Leakage inductance | L_l | 0.4 μ H |
| Turn ratio of transformer | $N_1:N_2$ | 1:2.4 |
| Input filter | $L_f(\%Z)$ | 350 μ H(2.3%) |
| | $C_f(\%Y)$ | 11 μ F(4.7%) |
| Short-pulse wide | t_d | 1.0 μ s |



Operation waveforms (b) Enlarge of Fig. 6. (a)

Fig. 6. Operation waveforms with four-step voltage commutation.

3. 実機検証

表2に定格10kWの試作機での実験条件を示す。スイッチング周波数を20kHz(50 μ s)とし, ショートパルス幅を1.0 μ sとした。

図6に4ステップ電圧転流を適用したときのマトリックスコンバータの入出力電圧電流波形を示す。系統電圧と電流が同相となり力率1で制御できることを確認した。図6(b)の単相出力電流波形に着目すると, 負荷電流はゼロベクトル期間中に三相-単相マトリックスコンバータ内を還流して

いることがわかる。

図7に提案する1ステップ転流を適用したときの動作波形を示す。提案手法では、負荷電流を系統側に回生することで瞬時にゼロにしつつ、ゼロベクトル期間中に維持できている。また、次のステップで電流方向は変わらないため1ステップ転流を三相単相マトリクスコンバータに適用できることを確認した。

図8に各転流方式におけるスイッチング素子に流れる電流波形を示す。検出遅延を模擬のために系統電圧検出信号に50 μ sの遅延を重畳して実験を行った。従来の4ステップ電圧転流では、転流失敗により回路中に短絡電流が流れていることが確認できる。また短絡電流によって入力電流にもひずみが生じる。一方、提案手法では、双方向スイッチの片側を常にオフとしているため系統電圧の誤検出によらず短絡経路が生じない。

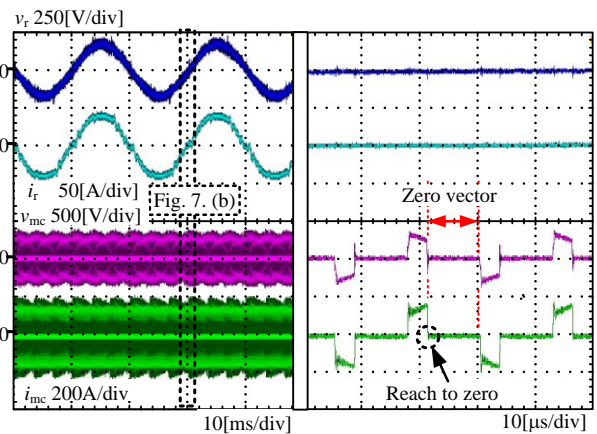
図9に変調率毎のひずみ率特性を示す。変調率が低い領域では、スイッチングパルスが狭くなり素子の立ち上がり、立下りの観点から出力できないショートパルスが発生しやすくなる。同一の変調率で負荷を定格10kWとして入力電流ひずみ率の比較を行った。比較した結果、高い変調率でも、1ステップ転流の入力電流ひずみ率が小さいことがわかる。これは、転流失敗による電流ひずみを低減しているためである。また、提案する1ステップ転流ではショートパルスの影響を低減できるため、低変調率領域の入力電流THDを最大59%改善している。

4. まとめ

本論文では、三相-単相マトリクスコンバータにおいて出力電圧をスイッチング周波数と等価とすると、全転流を1ステップ転流とする転流手法を提案した。1ステップ転流に基づいたスイッチングとゼロベクトル時に負荷電流を系統に回生することで負荷電流をゼロにした状態を保持する。これにより、転流失敗を発生させず1ステップ転流を実現できる。実機実験において、全領域での1ステップ転流動作を確認した。また従来法の4ステップ転流と入力電流THD比較をしたところ低変調率領域で最大59%改善することを確認した。今後の予定として、トランスの漏れインダクタンスによって発生する出力電圧誤差の補償法を検証する。

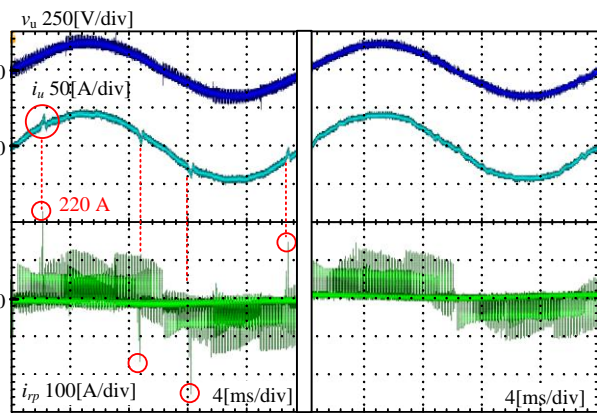
文 献

- (1) EV・PHV ロードマップ検討会委員：「EV・PHV ロードマップ検討会」, (2016)
- (2) X. Yu, F. Jin and M. Wang, "A novel soft-switching modulation scheme for isolated DC-to-three-phase-AC matrix-based converter using SiC device," 2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Milwaukee, WI, 2016, pp. 1-8.
- (3) Rongjun Huang, Sudip K. Mazumder : "A Soft-Switching Scheme for an Isolated DCDC Converter With Pulsating DC Output for a Three-Phase High-Frequency-Link PWM Converter", IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 24, NO. 10, pp.2276-2288, 2009
- (4) Hongwu She, Hua Lin, Bi He and Haiming Shou, "A novel voltage-controlled commutation method for matrix converter," 2007 International



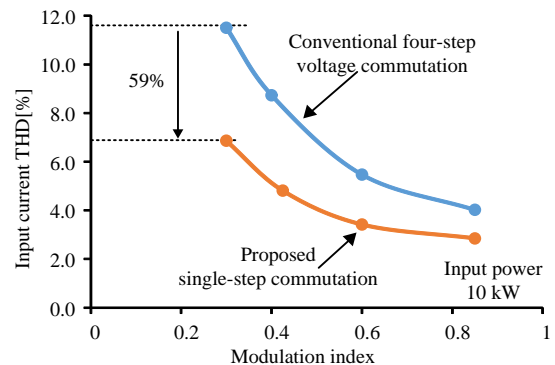
(a) Operation waveforms (b) Enlarge of Fig. 7. (a)

Fig. 7. Operation waveforms with single-step commutation.



(a) Conv. commutation (b) Prop. commutation.

Fig. 8. Comparison of switching device current.



Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Seoul, 2007, pp. 38-42.

- (5) N. Remus, M. Leubner, K. Koethe and W. Hofmann, "One-step commutation approach for direct converters based on UCE-measurement," 2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe), Warsaw, 2017, pp. P.1-P.10.
- (6) 宅間春介, 伊東淳一: 「三相-単相マトリクスコンバータにおける2STEP 転流法」, 平成30年電気学会全国大会, Vol. 4, No. 054, pp. 87-88 (2018)
- (7) R. R. Beasant, W. C. Beattie and A. Refsum, "An approach to the realization of a high-power Venturini converter," 21st Annual IEEE Conference on Power Electronics Specialists, San Antonio, TX, USA, 1990, pp. 291-297.
- (8) 宅間春介, 日下佳祐, 伊東淳一: 「高周波単相三相マトリクスコンバータのサージ電圧抑制方式」, 電力技術/電力系統技術/半導体電力変換合同研究会, Vol. , No. PE-17-036, PSE-17-036, SPC-17-085, pp. 91-96 (2017)