

# 高周波単相三相マトリックスコンバータの 電流方向の推定を有する複合転流方式の実機検証

学生員 宅間 春介      上級会員 伊東 淳一（長岡技術科学大学）

## Hybrid Commutation with Estimation Method

### of High-frequency Current Direction for High-frequency Single-phase to Three-phase Matrix Converter

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

The paper proposes a hybrid commutation method for the three-phase to single-phase matrix converter with an estimation method for a high frequency load current direction. The proposed method combines two commutation methods in order to suppress the commutation failure. Therefore, the estimation method for the high-frequency current direction is proposed in order to apply the current commutation. By applying the proposed method, the input current total harmonics distortion (THD) is improved by 11% at 10 kW on experiment. The surge voltage is suppressed from 410 V to 360 V by the proposed commutation.

キーワード：高周波単相-三相，マトリックスコンバータ，電流転流

**Keywords** : High-frequency Single-phase to Three-phase, Matrix Converter, Current commutation

#### 1. はじめに

近年，CO<sub>2</sub> 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<sup>(1)</sup>。これまでに急速充電器として，三相コンバータと Dual Active Bridge コンバータを組み合わせる回路方式が提案されている<sup>(2)</sup>。絶縁機能を高周波トランスによって確保するため，商用トランスを用いた場合と比較して小型化が見込まれる。しかし，静電容量の大きいコンデンサおよび初期充電回路が必要となり，システムの小型化の妨げとなる。

一方，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<sup>(3-7)</sup>。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，直接形変換器では電源電圧の短絡と負荷電流の開放を防止するスイッチングパターン(転流)が必要となる。転流方式には，電源電圧の大小関係に基づいた方式(電圧転流)<sup>(6)</sup>と負荷電流の方向に基づいた方式(電流転流)がある。これらの方式はいずれも電源電圧の大小関係，負荷電流のゼロク

ロス付近でセンサのゲイン誤差や検出遅れにより，転流失敗が発生しやすい。

また，転流失敗の回数を低減するため，電圧転流及び電流転流を組み合わせた複合転流が提案されている<sup>(7)</sup>。この方式では，負荷電流のゼロクロス付近では電圧転流，電源電圧の大小関係の切り替わり付近に電流転流を適用することで，転流失敗の回数を低減している。しかし，出力側の周波数が数十 kHz と高い場合，高周波電流を検出する必要があるため，高性能な電流センサが必要となり，コストが増大する。この問題を解決するために，著者らは，これまでに高周波単相三相マトリックスコンバータに適用する高周波電流の方向を推定する方法を提案している<sup>(8)</sup>。本手法によって電流センサレスで電流転流が適用可能となる。しかし，これらはシミュレーションのみでの検討であり，励磁電流の影響や実負荷での有効性は検証されていない。

本論文では，励磁電流の影響を解析し，電流転流に用いる電流方向推定手法の限界を明らかにする。ここでは，10kW 動作時に入力電流ひずみ率を 5%以下にしつつ，サージ電圧を 360V まで抑制でき，実験により有効性を確認したので報告する。

## 2. 高周波電流方向推定法

### (2・1) 提案回路構成

図1に単相-三相マトリ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、単相三相マトリ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り、直接変換形を適用したため、直流部に設ける静電容量の大きいコンデンサを削減できる。また、初期充電回路が不要となり、部品点数が削減でき、結果として低コスト化が図れる。今後の議論においては、密結合トランスを使用するものとして励磁インダクタンス  $L_m$  と漏れインダクタンス  $L_l$  の関係  $L_m \gg L_l$  とする。

### (2・2) 制御方法

図2に提案する複合転流の模式図を示す。系統電圧の大小小関係が切り替わる領域では、電流転流の適用により電圧センサの検出遅れに起因する転流失敗を低減できる。一方、系統電圧の関係が一定である領域では、電圧転流を適用することで電流転流による負荷開放を低減し、サージ電圧の抑制が可能となる。

図3に単相-三相マトリクスコンバータに適用する空間ベクトル変調(SVM)を示す<sup>9)</sup>。出力電圧の極性とトランスに流入する高周波電流の方向は常に一致する。これは、出力電圧ベクトルをキャリア一周で正負に出力するという制御方式に起因する。

### (2・3) 電流方向推定原理

推定原理は、マトリクスコンバータの高周波単相出力電圧の極性が正のとき、出力電流方向が正方向であることに基づいている。出力電圧はSVMのキャリアとDutyによって定まる。つまり、一周中における6回の転流動作それぞれで、電流方向は事前に推定可能である。

図4に推定原理図を示す。ゼロ電圧を出力後の転流動作時に電流極性は反転する。電流極性は正、負いずれの場合も負荷開放が発生し、サージ電圧の原因となる。励磁電流を無視した場合、出力電流方向はSVMのキャリアから推定される。キャリアのアップカウント中を電流方向正とし、ダウンカウント中を負とすることで、電流方向の推定が達成される。ここで、推定する電流方向は電流転流に用いるためであり、正確な電流値を求める必要はない。

図3より  $V_1 \Rightarrow V_2$  の転流動作時には、無負荷の場合、励磁電流が支配的となり負方向の電流が流れる。電流推定結果では正方向であるが、軽負荷時に実電流は負方向に流れるため推定できないことになる。励磁電流の影響が無視できなくなる境界については次節で検討する。

### (2・4) 電流方向推定の限界

前述のとおり、電流方向推定の限界は励磁電流と有効電流によって決定される。トランスの励磁電流の基本波の振幅  $I_m$  は(1)式で表される。

$$\vec{I}_m = \frac{\alpha}{\omega L_m} \vec{V}_1 \dots \dots \dots (1)$$

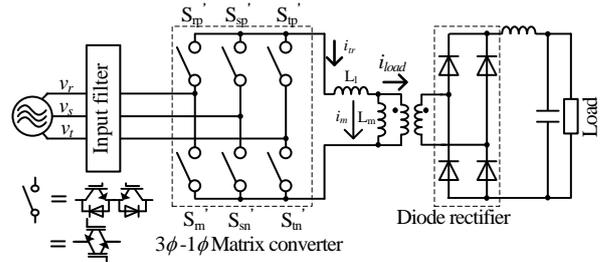


Fig. 1. AC-DC converter with three-phase to single-phase matrix converter.

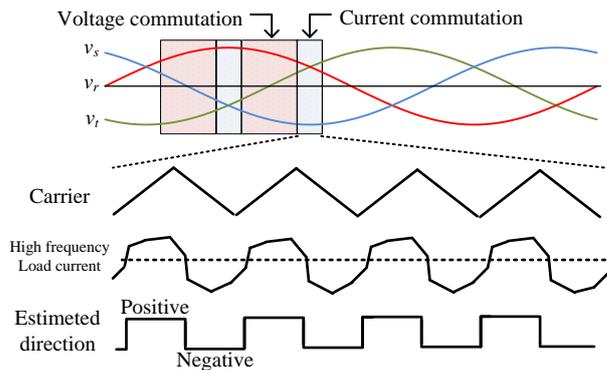
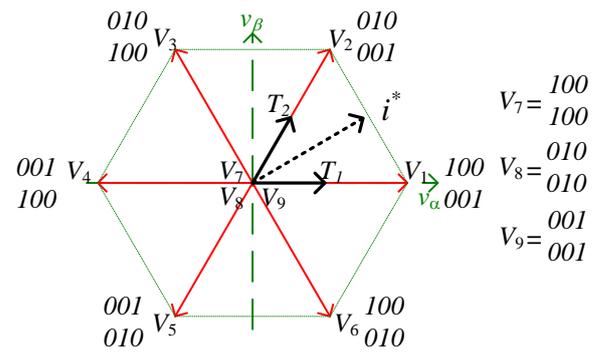


Fig. 2. Proposed commutation.



※ The number of "1" means switch is Turn on  
 Example  $\begin{cases} 100 & \text{Srp}'=\text{ON}, \text{Ssp}'=\text{OFF}, \text{Stp}'=\text{OFF} \\ 001 & \text{Srn}'=\text{OFF}, \text{Ssn}'=\text{OFF}, \text{Stn}'=\text{ON} \end{cases}$

Fig.3. Space vector modulation.

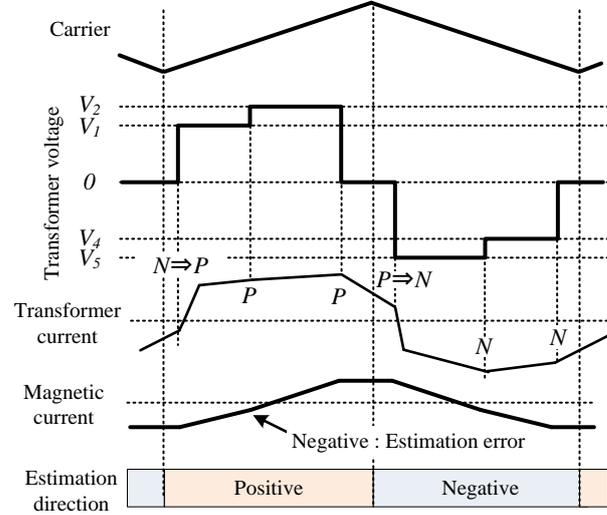


Fig.4. Estimation principle of current direction.

ここで、 $\alpha$ は変調率、 $V_1$ はトランス印加電圧の基本波のみの振幅値、 $L_m$ は高周波トランスの励磁インダクタンスである。一方、負荷電流  $I_{load}$  はトランスに流入する電流  $I_{tr}$  と励磁電流  $I_m$  の合計となり(2)式で表される。

$$\vec{I}_{tr} = \vec{I}_{load} + \vec{I}_m \dots\dots\dots(2)$$

ここで、電流方向の推定結果とトランス電流の方向が一致する限界となるトランス電流と負荷電流の位相差 $\theta$ は(3)式で表される。

$$\theta = \tan^{-1} \frac{|\vec{I}_m|}{|\vec{I}_{load}|} \dots\dots\dots(3)$$

$\theta=0$ で全領域での電流推定が可能となる。(3)式より、密結合トランスを用いた場合、電流方向の推定ができない領域は軽負荷領域になることがわかる。誤った推定結果をもとに電流転流をした場合、負荷開放を引き起こし、サージ電圧が発生するが、定格電流に対して十分小さい電流での開放となるため、スナバ回路の設計には影響しない。

### 3. 実機検証

表 1 に実験条件を示す。負荷 10kW までの実験時の励磁インダクタンスと漏れインダクタンスの関係より、結合率  $k$  は 0.999 以上であることを確認した。

図 5 に 10kW 時に電流転流した場合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 の制御を確認した。入力電流ひずみ率は 2.3%であることを確認した。入力電流ひずみ率とトレードオフとなるサージ電圧発生に起因するスナバ電圧は 410V まで上昇した。さらに大容量負荷を接続すると、スナバ電圧はさらに上昇すると考えられ、スイッチング素子の耐圧やスナバ回路での損失の増加が懸念される。

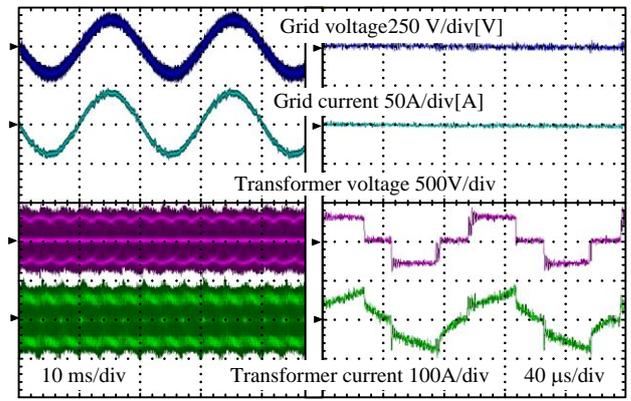
図 6 に電圧転流を適用した場合の実験波形を示す。電源電圧の切り替わり付近で入力電流にひずみが発生していることがわかる。これは、電圧の誤検出による電源短絡が発生したことに起因する。一方、スナバ電圧の上昇は電流転流と比較すると小さく、10kW までで 340V 以下であることを確認した。

図 7(a)に提案する転流方式を適用した場合の実験波形、図 7(b)にその拡大波形、図 7(c)に転流方式の切り替えを示す。系統電圧の切り替わり付近で電流転流に切り替え、それ以外では電圧転流に切り替えている。切り替えの閾値として系統電圧の角度情報を用いている。入力電流ひずみ率は 4.0%と入力電流ひずみ率 5%以下の要件を達成しつつ、スナバ電圧の上昇を 360V に抑制できることを確認した。

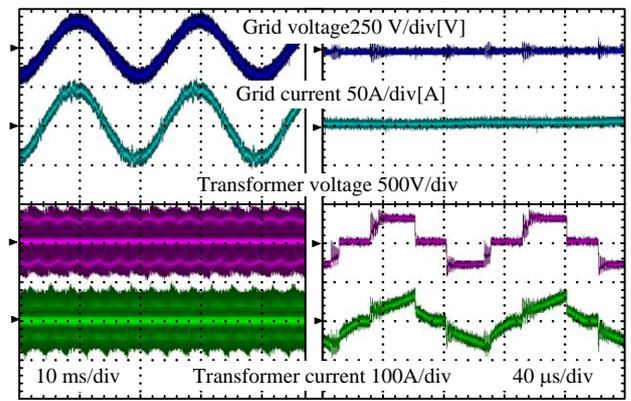
図 8 に各転流方式におけるひずみ率特性を示す。これらはすべて R 相電流の入力ひずみ率である。提案手法では、電圧転流特有の問題である系統電圧切り替わり付近での転流を電流転流に置き換えることで、負荷 10kW 時に入力電流ひずみ率が 5%以下となることを確認した。

Table 1. Experimental conditions.

Element	Symbol	Value
Three-phase AC voltage	$v_{ac}$	200 V
Input frequency	$f$	50 Hz
Rated output power	$P_{out}$	10 kW
Carrier frequency	$f_c$	10 kHz
Leakage inductance	$L_l$	0.4 $\mu$ H
Magnetic inductor	$L_m$	0.8 mH
Turn ratio of transformer	$N_1:N_2$	1:2.4
Input filter	$L_f(\%Z)$	0.32 $\mu$ H(2.5%)
	$C_f(\%Y)$	30 $\mu$ F(3.8%)
Output inductor	$L$	1.4 mH
Resistance load	$R_{load}$	3.8 $\Omega$
Commutation time	$T_d$	1.5 $\mu$ s
Snubber resistor	$R_{smu}$	68 k $\Omega$
Snubber capacitor	$C_{smu}$	1.0 $\mu$ F



(a)Matrix converter waveforms. (b) Extended waveforms of Fig. 5(a)  
Fig.5. Current commutation waveforms at 10kW.



(a)Matrix converter waveforms. (b) Extended waveforms of Fig. 6(a).  
Fig.6. Voltage commutation waveforms at 10kW.

図 9 にスナバ電圧の特性を示す。今回、単相三相マトリックスコンバータの単相高周波出力部に RCD スナバ回路を接続することでサージ電圧の評価を行った。入力電流ひずみ率特性とスナバ電圧にトレードオフがあることを実機検証にて明らかにした。これは、電圧転流では電源の大小関係を誤検出した場合は電源短絡となり、入力ひずみ率を悪化させる一方で、負荷電流は開放状態にならず入力フィルタに転流する。また、電流転流の場合、方向反転時に負荷電流を開放するモードが発生するためスナバ回路に負荷電流が流

入し、結果スナバ電圧が上昇する。提案手法では、電流転流を適用する期間を短くすることで負荷開放の回数を低減し、結果サージ電圧の抑制を確認した。負荷 10 kW で比較すると、電流転流のみを用いる手法ではスナバ電圧が 410V 上昇することに対して提案手法では 360V まで低減した。

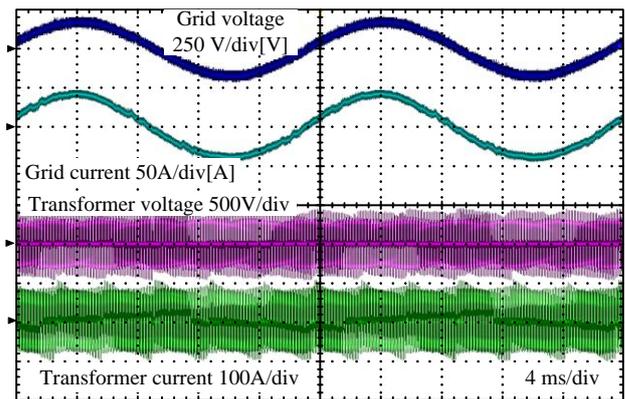
#### 4. まとめ

本論文では、絶縁型単相三相マトリックスコンバータの高周波電流の推定を有する複合転流について提案した。高精度な電流センサを必要とせず、電流方向を推定する本方式によって電流転流が可能となる。さらに推定限界を明確にし、実験にて転流失敗が増加することを確認したが、本現象は軽負荷のみで発生し、スナバ電圧の上昇は 340V までと従来手法である電圧転流と比較して同程度の上昇であることを確認した。これらの結果から、電流転流と電圧転流を組み合わせた複合転流を適用することによって従来手法に比べて転流失敗を低減し、サージ電圧の抑制効果を確認した。また入力電流ひずみ率は従来手法である電圧転流の 4.5% から提案手法の 4.0% まで低減し、11% の改善効果を得た。

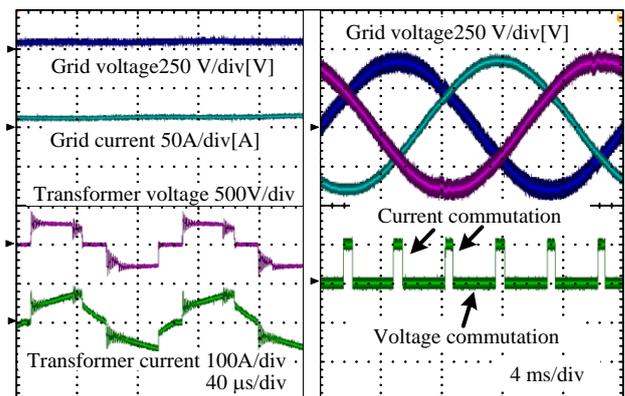
今後の予定として、定格負荷 50kW による実機検証での提案手法の有用性の検討が挙げられる。

## 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) Lingxiao Xue, Zhiyu Shen, Dushan Boroyevich, Paolo Mattavelli and Daniel Diaz : "Dual active bridge-based battery charger for plug-in hybrid electric vehicle with charging current containing low frequency ripple", IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 30, NO. 12, pp.7299-7307, 2015
- (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) Mahmoud A. Sayed, Kazuma Suzuki, Takaharu Takeshita, Wataru Kitagawa : "PWM Switching Technique for Three-phase Bidirectional Grid-Tie DC-AC-AC Converter with High-Frequency", IEEE Transactions on Power Electronics, 2016
- (5) Rafael García-Gil, José M. Espí, J. Dede, Esteban Sanchis-Kilders : "A Bidirectional and Isolated Three-Phase Rectifier With Soft-Switching Operation", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 52, NO. 3, , pp.765-773, 2005
- (6) Lixiang Wei, T.A.Lipo, Ho Chan, " Robust voltage commutation of theconventional matrix converter," Power Electronics Specialist Conference,2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual Volume 2, 15-19 June 2003, Page(s):717 - 722 vol.2
- (7) 加藤康司, 伊東淳一: 「マトリックスコンバータの転流失敗を激減する新しい転流方式の開発」, IEEJ Trans. D, Vol. 127, No. 8, pp. 829-836 (2007)
- (8) 宅間春介, 日下佳祐, 伊東淳一: 「高周波単相三相マトリッ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)
- (9) 大沼喜也, 伊東淳一: 「50kVA, 125A 三相単相間マトリックスコンバータを適用した高周波リンク AC-DC コンバータの実機検証」, IEEJ JIASC, Vol. , No. 1-80, pp. (2011)



(a) Matrix converter waveforms.



(b) Extended waveforms of Fig. 7(a). (c) Commutation flag.

Fig.7. Propose commutation waveforms at 10kW.

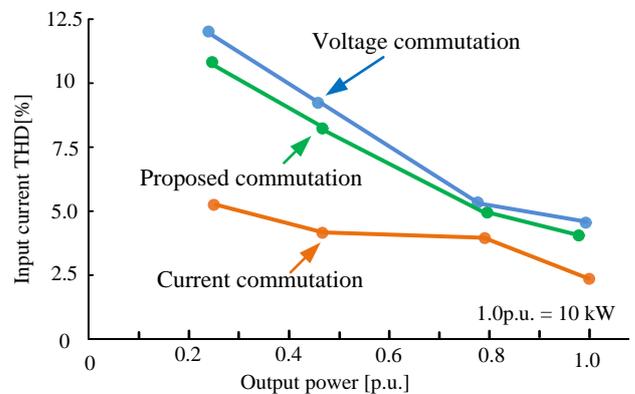


Fig.8. Comparison of grid current THD

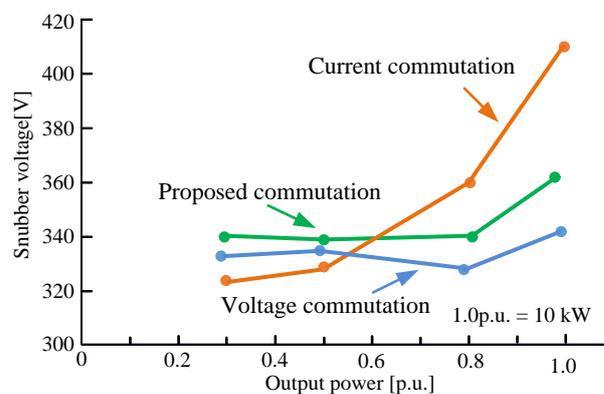


Fig.9. Comparison of snubber voltage.