

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

宅間 春介 日下 佳祐 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Surge Voltage Reduction Method for High-frequency Single-phase to Three-phase Matrix Converter

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

This paper proposes a surge voltage reduction method for the three-phase to single-phase matrix converter. The proposed method combines the input voltage and the high-frequency load current to reduce the commutation failure. Therefore, the estimation method for high-frequency current direction is proposed in order to apply current commutation. By applying the proposed method, the input current total harmonics distortion (THD) is improved by 58.8% at 10 kW on simulation. The surge voltage is suppressed from the conventional commutation.

キーワード：絶縁型 AC-DC コンバータ，電流転流，電圧転流

(Keywords, isolated AC-DC converter, current commutation, voltage commutation)

1. はじめに

近年，地球温暖化を背景に，新しい電力供給方法として，直流給電や分散型電源などが盛んに研究されている⁽¹⁾。これらのシステムでは，安全の観点から系統と直流バス間で絶縁を確保する必要があるため，絶縁型三相-単相コンバータが適用される。しかし，商用トランスを用いた場合，変換器全体の体積・重量に対して商用トランスが占める割合が大きく，小型化・軽量化の妨げとなる。

本課題を解決する方法として，PWM 整流器により整流した後，高周波トランスを用いて絶縁を確保する方式がこれまで報告されている⁽²⁾。本回路では，PWM 整流器後段に接続される高周波インバータと高周波トランスにより絶縁を確保するため，商用トランスを用いたシステムに対してトランスの体積・重量を低減することができる。しかし，本回路構成では昇圧リアクトルや平滑キャパシタが必要となり，システムの小型・軽量化の妨げとなる。

一方，マトリックスコンバータに代表される直接形電力変換技術の研究が盛んにおこなわれている⁽³⁻¹¹⁾。その一例として，絶縁型三相-単相マトリックスコンバータと高周波トランス，ダイオード整流器を用いた構成がある^(4,7)。本方式の利点は昇圧用のリアクトルが不要であることおよび，電力変換回数が PWM インバータ方式と比べて少なくなることによる高効率化にある。マトリックスコンバータは双方向スイッチ 6 個と入力フィルタから構成されるため，従来の回路構成に対して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を高周波絶縁型三相-単相システムに適用した場合，スイッチング時に転流失敗に

起因する短絡電流およびサージ電圧が発生する問題がある。電源短絡を防止し，かつ負荷開放を回避する転流方式として電圧転流方式と電流転流方式が提案されている⁽⁸⁾。電圧転流は電源電圧の大小関係を監視することで，電源短絡および負荷開放することなく転流する方法である。電源電圧の大小関係の情報に基づいて転流パターンを決定するため，センサの検出遅れや誤差によって電源電圧の大小切り替わり付近で転流失敗が発生しやすい。一方，電流転流は負荷電流の方向を監視して転流する方法である。負荷電流のゼロクロス付近で同様に転流失敗が発生しやすくなる。

三相-三相マトリックスコンバータにおいて転流失敗を低減し，サージ電圧を低減する方式として複合転流が提案されている⁽⁹⁾。本手法の特徴は，負荷電流のゼロクロス付近では，電圧転流を用い，その他の領域では電流転流を適用することで転流失敗を大きく低減できることにある。一般に，三相-三相マトリックスコンバータでは入力電圧に加え，負荷電流をセンシングするため，通常新たに転流用の電流センサを追加する必要はない。しかし，複合転流を三相-単相マトリックスコンバータに適用する場合，トランスに流通する高周波電流の方向を検出する必要がある。つまり，高速検出・高精度な電流センサを適用する必要となりコストの増加を招く。

本論文では，高周波トランスに印加する電圧情報を基にトランス電流の方向を推定し，この電流方向に応じて転流パターンを決定する方式を提案する。提案手法を適用することで，トランスへの電流センサ追加によるコストの増加なく，転流パターンを決定し，転流失敗による短絡電流やサージ電圧の発生を低減することが可能である。

2. 回路構成

図1にPWM整流器と高周波インバータで構成された絶縁型AC-DC変換器を示す。直流中間部のキャパシタが必要となり、また系統側に昇圧リアクトルが必要となることで回路全体での小型・軽量化が困難である。直流中間部のキャパシタには電解コンデンサがよく用いられるが、部品の短寿命が問題となる。電解コンデンサの充電するための初期充電回路が必要となり、コストの増加を招く。さらに電力変換回数は、3回となり効率の低下が懸念される。

図2に本論文で議論する絶縁型三相単相変換器を示す。このシステムは三相単相マトリクスコンバータと高周波トランス、整流器で構成される。従来システムに比べて変換回数は、2回と少なく、また系統側に昇圧リアクトルを必要としないことが利点として挙げられる。

3. 制御方法

直接形電力変換器はエネルギーバッファを有しないため、入出力を同時に制御する必要があり、制御が複雑になる傾向がある。そこで仮想AC-DC-AC変換方式⁽¹⁾を適用することで今までのPWMインバータ方式に使っていた制御方式を適用できる。

(3・1) 空間ベクトル変調の適用

PWM整流器の制御は、双対性を利用して電圧形として制御を行う。仮想の電圧形PWM整流器に対し、空間ベクトル変調を用いて入力線の線間電圧を正弦波に制御することで、双対性により相電流を正弦波に制御できる。

図3に基本ベクトル図とベクトルの横に双対変換後のスイッチングパターンを示す。入力電流指令値の領域より使用するベクトル V_1, V_2 を選定し、指令値の α, β 軸成分 v_α, v_β と選択した基本ベクトルの α, β 軸成分 $V_{1\alpha}, V_{1\beta}, V_{2\alpha}, V_{2\beta}$ より各ベクトルの出力時間比 T_1, T_2 およびゼロベクトルの出力時間比 T_z を(1)式で算出する。

$$T_1 = \frac{1}{|A|} \begin{vmatrix} v_\alpha & V_{2\alpha} \\ v_\beta & V_{2\beta} \end{vmatrix}$$

$$T_2 = \frac{1}{|A|} \begin{vmatrix} V_{1\alpha} & v_\alpha \\ V_{1\beta} & v_\beta \end{vmatrix} \dots \dots \dots (1)$$

$$T_z = 1 - (T_1 + T_2) \left(\because |A| = \begin{vmatrix} V_{1\alpha} & V_{2\alpha} \\ V_{1\beta} & V_{2\beta} \end{vmatrix} \right)$$

(1)式より求めた各出力ベクトルの時間比に応じてスイッチングパターンを出力する。一方、方形波インバータのスイッチング関数はトランスの印加電圧極性を正負交互に出力させるためPWM整流器の周期に同期して(2)式に示す行列を交互に出力する。

$$\begin{bmatrix} s_{ap} & s_{an} \\ s_{bp} & s_{bn} \end{bmatrix} = \begin{cases} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \end{cases} \dots \dots \dots (2)$$

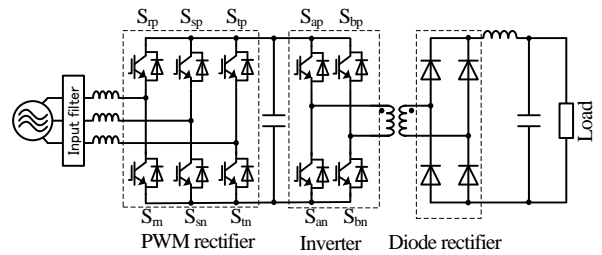


Fig. 1. Conventional AC-DC converter with PWM rectifier and inverter.

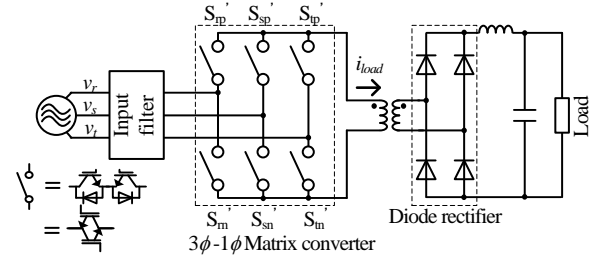
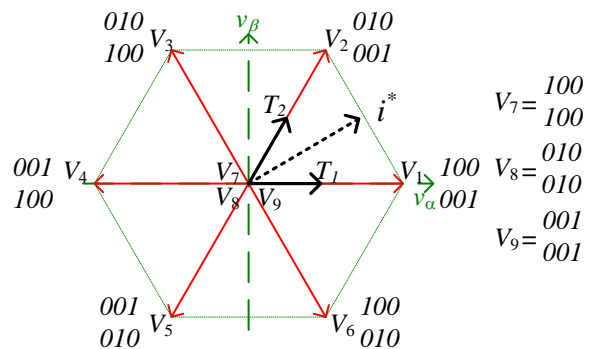


Fig. 2. AC-DC converter with three-phase to single-phase matrix converter.



※ The number of "1" means switch is Turn-on
 Example $\begin{cases} 100 & S_{rp}' = \text{ON}, S_{sp}' = \text{OFF}, S_{tp}' = \text{OFF} \\ 001 & S_{rn}' = \text{OFF}, S_{sn}' = \text{OFF}, S_{tn}' = \text{ON} \end{cases}$

Fig. 3. Space vector modulation

Table 1. Switching table for three-phase to single-phase matrix converter.

		Area1	Area2	Area3	Area4	Area5	Area6
Positive	State1	$V_1 = 100$ 001	$V_2 = 010$ 001	$V_3 = 010$ 100	$V_4 = 001$ 100	$V_5 = 001$ 010	$V_6 = 100$ 010
	State2	$V_2 = 010$ 001	$V_3 = 010$ 100	$V_4 = 001$ 100	$V_5 = 001$ 010	$V_6 = 100$ 010	$V_1 = 100$ 001
	State3	$V_3 = 010$ 010	$V_7 = 100$ 100	$V_9 = 001$ 001	$V_8 = 010$ 010	$V_7 = 100$ 100	$V_9 = 001$ 001
Negative	State4	$V_3 = 001$ 010	$V_6 = 100$ 010	$V_1 = 100$ 001	$V_2 = 010$ 001	$V_3 = 010$ 100	$V_4 = 001$ 100
	State5	$V_4 = 001$ 100	$V_5 = 001$ 010	$V_6 = 100$ 010	$V_1 = 100$ 001	$V_2 = 010$ 001	$V_3 = 010$ 100
	State6	$V_7 = 100$ 100	$V_9 = 001$ 001	$V_8 = 010$ 010	$V_7 = 100$ 100	$V_9 = 001$ 001	$V_8 = 010$ 010

表1にスイッチングテーブルを示す。(2)式を考慮し、キャリア一周内で正負の電圧を出力するため、6種類のベクトルを出力する必要がある。表1に示す通り、スイッチングパターン移行の前後では1つのスイッチしか変化しておらず、また、上側のスイッチ(S_{rp}' , S_{sp}' , S_{tp}')と下側のスイッチ(S_{rn}' , S_{sn}' , S_{tn}')が交互にスイッチングするようにゼロベクトルを選定する。これにより、連続して転流が発生しない

ックコンバータに電流転流を適用することが可能となる。

本制御方法では、一周期中に正負対称となるように6種類のベクトルを選択する。出力電圧ベクトルは、上下のスイッチを一つずつスイッチングするように選定し、トランス出力電圧の正電圧と負電圧が切り替わるベクトルにはゼロベクトルが挿入される。ゼロベクトル出力後、電流方向は反転する。このため、一周期中に(1)電流方向が反転、(2)電流方向を維持の2パターンが発生する。電流転流を適用した場合の転流動作について、表1のスイッチングテーブルのArea 1をもとに説明する。 V_7 (State 6)から V_1 (State 1)および V_8 (State 3)から V_5 (State 4)の遷移は、ゼロベクトルから負(正)にトランス印加電圧が反転する。以上より、負荷開放のモードに遷移するためにサージ電圧発生の原因となる。負荷開放時に高周波トランスの漏れインダクタンスに蓄えられていたエネルギーは、サージ電圧となってスナバに強制転流しスナバ損失となる。すべてのスイッチングに電流転流を適用した場合、一周期中に電流方向が2回反転するため負荷開放によるサージ電圧が発生し、スナバ損失が大きくなる問題がある。

図6に電源電圧切り替わりに着目した転流方式の組み合わせを示す。1)電源電圧の切り替わり付近では電流転流 2)電源電圧の大小関係が変化しない領域では電圧転流をそれぞれ適用する。本手法により電源電圧付近での転流失敗を抑制し、かつ電流転流によって発生する負荷開放によるサージ電圧を低減できる。電圧転流と電流転流には、電源電圧に対して設けた閾値と比較することで切り替えを行う。

〈4.3〉 転流により発生する電圧誤差の補償

電圧転流による電圧誤差は負荷電流によらず発生するため、(3)式より誤差補償を行う。

図7に電流転流を用いた時の誤差電圧を示す。電流方向が転流期間中、一定の場合の誤差電圧は電源電圧の大小関係によって定まる。同一のAreaで電圧の大小関係が反転した場合、誤差電圧は2ステップもしくは、1ステップとなる。

図8に電流転流適用時の一周期における実電圧と誤差電圧の関係を示す。転流の前後で電流方向が一定もしくは、反転するパターンがあり、それぞれで誤差電圧は異なる。電流方向の切り替わり点で転流をした場合、誤差電圧は1ステップとなる。そこで電流転流の誤差電圧を(6)式より補償する。

$$\begin{cases} T_1' = T_1 \\ T_2' = T_2 - T_d \\ T_z' = 1 - (T_1' + T_2') \end{cases} \quad \begin{cases} T_1' = T_1 - T_d \\ T_2' = T_2 \\ T_z' = 1 - (T_1' + T_2') \end{cases} \quad \dots \quad (6)$$

$$(T_1 < T_2)$$

$$(T_1 > T_2)$$

5. シミュレーション結果

表2にシミュレーション条件を示す。10 kW 出力を想定し、パラメータを設計した。ここで(4)式より電流方向反転時間 t_r を計算する。表2のパラメータを用いて計算すると

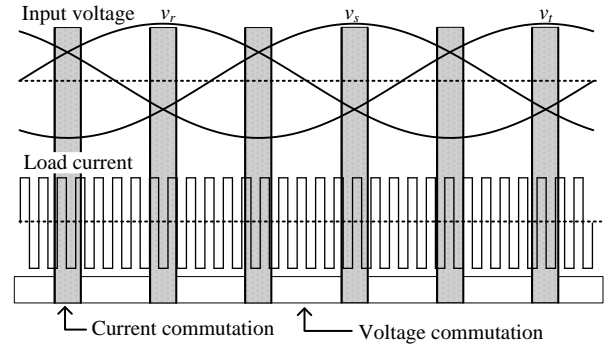


Fig. 6. Proposed commutation method.

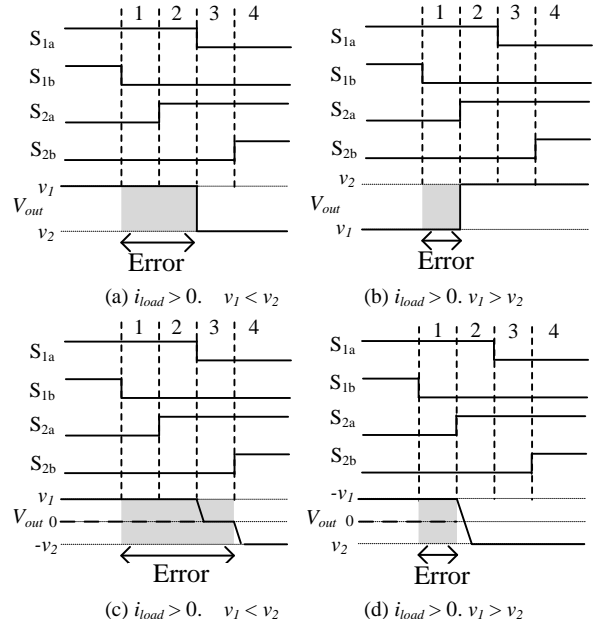


Fig. 7. Output voltage error by current commutation.

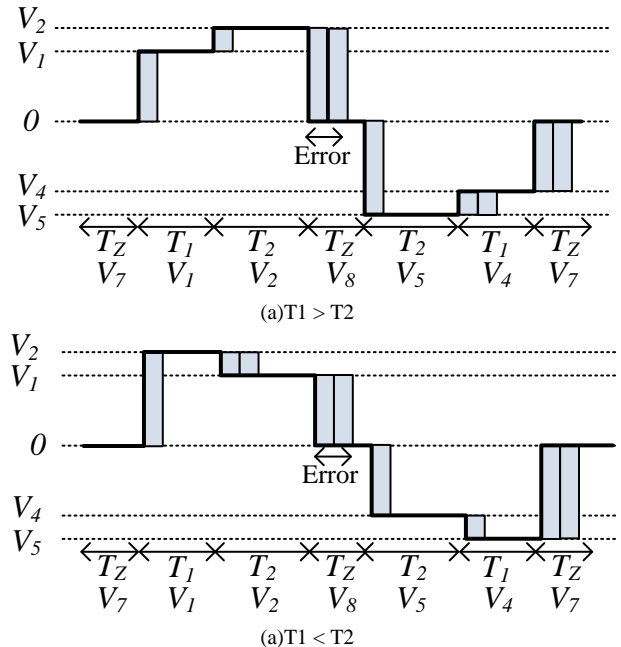


Fig. 8. Relation among space vectors and output voltage error.

1.2 μ s となり、転流時間に対して小さく設計されている。

表3に電圧転流および電流転流適用時の転流誤差補償の結果を示す。定格10 kW時の系統電流に対して高調波解析を行い、50Hzの基本波成分を比較した。電圧転流の場合、

誤差電圧は補償前に比べて 74%の改善効果を確認した。一方、電流転流の場合においても、85%の改善効果を得られ誤差補償法の妥当性を確認した。

図 9(a)に転流を考慮しない理想条件の場合、(b)に電流転流、(c)に電圧転流をそれぞれ考慮した場合の三相-単相マトリクスコンバータの入出力電圧を示す。転流を考慮しない理想的なスイッチングの場合、U 相入力電流ひずみ率は 1.1%となった。電圧転流時のひずみ率は 5.6%，一方で電流転流の場合のひずみ率は 1.8%となり、電圧転流よりも入力電流ひずみ率は改善されることがわかる。電流転流よりも電圧転流での入力電流ひずみ率が低い理由としては、電源電圧切り替わり付近での検出遅れによる電源短絡が原因である。提案する転流切り替え方式では、入力電流ひずみ率は 2.3%となり、電源電圧検出ミスによる短絡電流を防止することで改善がされることを確認した。提案手法での電源電圧切り替わり付近でのひずみについて考察する。これは、電流転流と電圧転流の切り替わりの直後に発生しているひ

Table 2. Simulation 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 μ H
Turn ratio of transformer	$N_1:N_2$	1:2.4
Input filter	$L_f(\%Z)$	0.3 mH(2.4%)
	$C_f(\%Y)$	10 μ F(1.3%)
Output inductor	L	1.4 mH
Resistance load	R_{load}	24.0 Ω
Commutation time	T_d	1.5 μ s

Table 3. Harmonics analysis results.

Condition	Fundamental component	
	Voltage commutation	Current commutation
With compensation	40.1 A 0.99p.u.	40.9 A 1.01p.u.
Without compensation	38.8 A 0.96p.u.	43.0 A 1.06p.u.
Without commutation	40.5 A 1.00p.u.	40.5 A 1.00p.u.

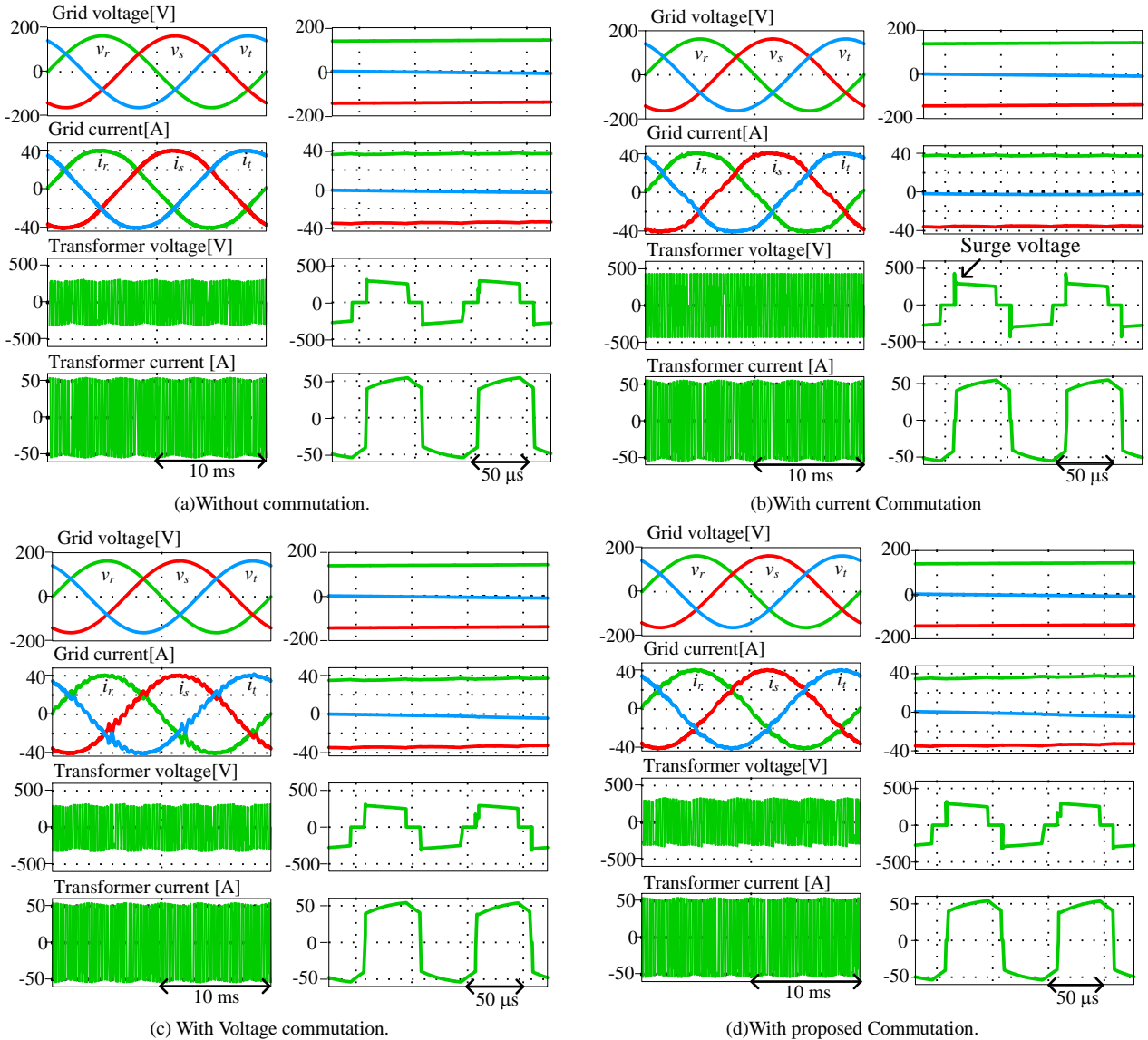


Fig. 9 Operation waveforms

ずみである。このひずみの発生原因は、それぞれの転流によって発生する出力電圧誤差の極性が異なることに起因する。電圧転流の場合、入力電流は指令値に対して小さくなるが電流転流では大きく出力される。このため切り替え点では入力電流は連続した値ではなくなり、ひずみが生じると考えられる。

図 10 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電源電圧付近での切り替わりを電流転流によって置き換えることで低いひずみ率を維持することが可能となる。

図 11 にスナバ電圧の特性を示す。今回、三相-単相マトリックスコンバータの単相高周波出力部にスナバ回路を接続し、検証を行った。ひずみ率特性とは反転して電圧転流適用時にスナバ電圧が最も低いことがわかる。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るが、負荷電流は開放状態にならず入力フィルタに転流する。一方で、電流転流の場合、方向反転時に負荷電流を開放してしまう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。定格 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 454 V に対して提案手法では 313V まで低減した。

5. まとめ

本論文では、絶縁型三相単相マトリックスコンバータに適用する転流方式と転流を行うために必要な電流方向の推定方法について提案した。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、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、サージ電圧を抑制することが可能である。さらに、複合転流方式を用いたときの誤差補償について提案した。シミュレーションによって入力電流ひずみ率を比較したところ従来手法の 5.6% から提案手法の 2.3% まで低減し、58.8% の改善効果を得た。以上より、提案複合転流方式と誤差補償法が有用であることを確認した。今後の予定として、提案手法での実機検証を行う予定である。

文 献

- (1) 伊東洋一, 楊仲慶, 赤木泰文. 「分散型電源を含む小規模直流電力供給システムの制御法」, 電気学会論文誌 D (産業応用部門誌), Vol. 126, No.9, pp.1236-1242(2006)
- (2) Sudip K. Mazumder, "Hybrid Modulation Scheme for a High-Frequency AC-Link Inverter", I IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 31, No. 1, pp.861-870 (2016)
- (3) Huu-Nhan Nguyen and Hong-Hee Lee: "A Modulation Scheme for Matrix Converters With Perfect Zero Common-Mode Voltage", IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 31, No. 8, pp.5411-5422(2016)
- (4) D. De and V. Ramanarayanan "A DC-to-Three-Phase-AC

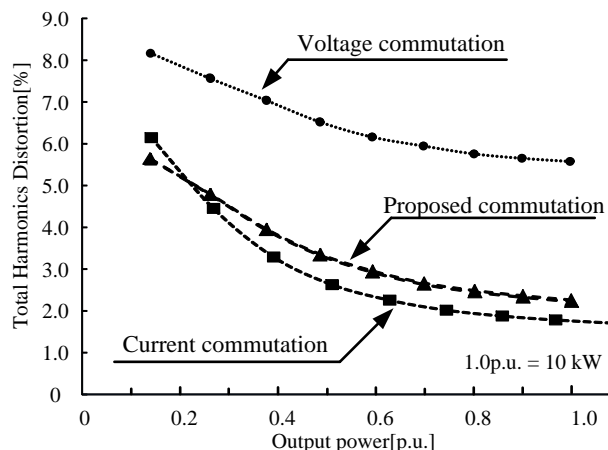


Fig. 10. Input current THD characteristics.

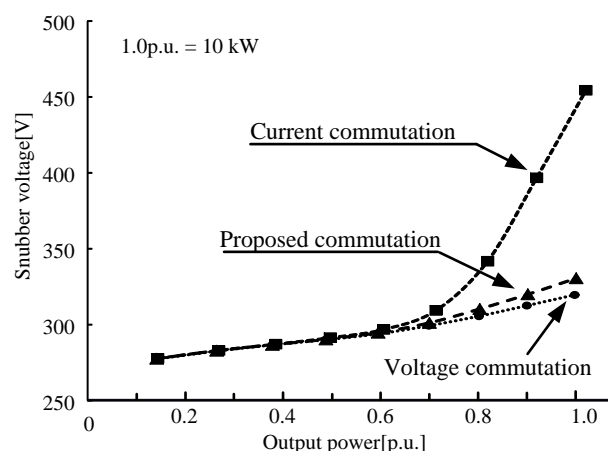


Fig. 11. Snubber voltage characteristics.

High-Frequency Link Converter With Compensation for Nonlinear Distortion" IEEE Transaction on industrial electronics, Vol. 57, No. 11, pp.3669-3677(2010)

- (5) Amit Kumar Singh, Elango Jeyasankar, Pritam Das and Sanjib Kumar Panda, "A Single-Stage Matrix Based Isolated Three Phase AC-DC Converter with Novel Current Commutation", IEEE Transactions on Transportation Electrification (2016)
- (6) Trentin, Andrew, et al. "Experimental comparison of a direct matrix converter using Si IGBT and SiC MOSFETs." IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, Vol. 03, No. 2, pp.542-554(2015)
- (7) Rafael García-Gil, et al. "A Bidirectional and Isolated Three-Phase Rectifier With Soft-Switching Operation", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 52, No. 3, pp.765-773(2005)
- (8) J. Mahlein, J. Igney, J. Weigold, M. Braun, O. Simon, "Matrix Converter Commutation Strategies With and Without Explicit Input Voltage Sign Measurement," IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.49, No.2, pp.407-414, 2002
- (9) 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」, 電気学会論文誌 D (産業応用部門誌), Vol.127 No.8 pp.829-836(2007)
- (10) 伊東淳一, 佐藤以久也, 大口英樹, 佐藤和久, 小高章弘, 江口直也: 「キャリア比較方式を用いた仮想 AC/DC/AC 変換方式によるマトリックスコンバータの制御法」, 電気学会論文誌 D (産業応用部門誌), Vol.124, No.5 pp457-653. (2004)
- (11) 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」, JIASC, No. 1-80 (2011)