

空間ベクトル変調を用いたスイッチング損失低減方式における マトリックスコンバータの実機検証

武良 匠* 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Investigation of a Matrix Converter with Reduction Switching Loss Method Using Space Vector Modulation

Takumi Mura*, Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a space vector modulation for the reduction switching loss based on a virtual AC/DC/AC matrix converter.

The switching loss of the matrix converter is not obtained by only the number of the switching times because the voltage of the switching device is selected by three-phase voltage as the input side. The maximum instantaneous switching loss occurs in the maximum input phase and maximum output phase. The proposed method can control the matrix converter without causing maximum instantaneous switching loss because the proposed method changes over the virtual inverter zero vectors.

In this paper, the efficiency, power factor and THD characteristics of the proposed method are demonstrated by experiment. As a result, it confirmed that the proposed method could achieve 94.1 % at the efficiency.

キーワード : マトリックスコンバータ, AC/DC/AC 変換, スイッチング損失, 空間ベクトル変調
(Matrix converter, AC/DC/AC conversion, Switching loss, Switching vector modulation)

1. はじめに

近年, 大容量のエネルギーバッファを介さずに商用電源から任意の振幅, 周波数を持つ交流へ直接変換できるマトリックスコンバータが注目を浴び, 盛んに研究されている⁽¹⁾⁻⁽⁹⁾. マトリックスコンバータは従来の PWM 整流器とインバータを組み合わせた Back-to-Back システムと比較すると, エネルギーバッファである大容量の電解コンデンサを使用しないこと, 1 回の電力変換回数で任意の交流電力を出力できることなどから, 装置の小型, 軽量, 高効率, 長寿命化が期待できる。また, マトリックスコンバータの双方向スイッチを実現する逆耐圧を持つ RB-IGBT が開発され, マトリックスコンバータは様々な用途への適用が考えられている。

マトリックスコンバータは出力電圧と入力電流の同時制御を行うことができ, 出力電圧の VVVF 動作と同時に, 入力電流の正弦波化, 入力力率の制御, および, 電源回生が可能である。これまでに, 入出力波形の制御法として種々の PWM パターン発生方法が提案されており⁽¹⁾⁻⁽⁶⁾, 様々な観点から制御方式が考案されている。各制御方式の性能評価は, 入出力波形のひずみ, 効率, 演算時間などの観点から個別に行われており, 制御方式によって様々である。

その中で, スイッチング損失の低減に着目すると, これまで提案されている方式は従来の変換器のように, スイッチング回数を抑制することで, マトリックスコンバータの

スイッチング損失の低減を図る制御方式が主である。

しかし, マトリックスコンバータは入出力が交流のため, 各スイッチング素子の両端の電圧と流れる電流は一定ではなく, スイッチングパターンに応じて入出力 3 相から選ばれる。したがって, 各スイッチのオンオフの切り替え時に発生するスイッチング損失もまた, 入出力の関係から 9 通りの電圧および電流の組み合わせにより発生している。スイッチング回数が少ない場合でも, 個々で発生するスイッチング損失が大きければ, 全体のスイッチング損失は低減できない。また, 同じスイッチング回数が増加したとしても, 個々で生じるスイッチング損失の小さいスイッチングパターンであるならば, 全体のスイッチング損失は小さくなる場合がある⁽⁸⁾。つまり, スイッチング回数を最小とするだけでは, スイッチング損失が最小であるとはいえない。

本論文では, 仮想整流器及び仮想インバータを組み合わせた仮想間接形マトリックスコンバータにおいて, 空間ベクトル変調を用いてマトリックスコンバータのスイッチング損失を低減するための条件について検討する。各スイッチング時に発生しうる瞬時スイッチング損失のうち, 入力線間電圧および出力電流がともに最大のときに, 最大の瞬時スイッチング損失が発生する。また, この条件をもとに最大瞬時スイッチング損失の発生しないスイッチングパターン制御を提案し, これまでシミュレーションによりその有効性を確認している⁽⁹⁾。本論文では, 提案法について実機実験を行い, その動作検証を行い有効性を示す。

2. 仮想 AC/DC/AC 方式⁽²⁾⁽³⁾

マトリックスコンバータの制御方式は大別して直接形と仮想間接形の 2 種類存在する。直接形は 3 相入出力を同時に 3 つ接続できるため、スイッチングパターンの自由度が高いが、制御は複雑である。これに対して仮想間接形はマトリックスコンバータを仮想的に 2 つの回路に分ける方式で、2 つの回路の間に仮想的な直流部が存在する。これにより、入力と出力は同時に 2 つまでしか接続できないため、直接形に比較して自由度は低い、制御は簡単である。

図 1 にマトリックスコンバータの回路構成を示す。マトリックスコンバータは LC フィルタと 9 つの双方向スイッチによって構成される。双方向スイッチは逆阻止 IGBT を逆並列に接続した構成となっており、出力 1 相に対して入力 3 相が接続される。マトリックスコンバータの入力 $m(r, s, t)$ 相, 出力 $n(u, v, w)$ 相の間に接続されている双方向スイッチを S_{mn} とし, そのデューティ比を d_{mn} とすると, 出力相電圧 $[v_u \ v_v \ v_w]$ は, 入力相電圧 $[v_r \ v_s \ v_t]$ を用いて(1)式で表される。ただし, t は転置記号とする。

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{ru} & d_{su} & d_{tu} \\ d_{rv} & d_{sv} & d_{tv} \\ d_{rw} & d_{sw} & d_{tw} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_r \\ v_s \\ v_t \end{bmatrix} \dots\dots\dots (1)$$

図 2 に仮想 AC/DC/AC 方式の構成図を示す。マトリックスコンバータを仮想整流器と仮想インバータに分割して, それぞれのデューティ指令を合成することで, マトリックスコンバータを構成する 9 個のスイッチング素子のデューティ指令とする。入力相電圧の midpoint を基準とした, 直流リンク電圧 e_{dcp} , e_{dcn} は, 入力相電圧を用いて(2)式で表され, 出力電圧との関係は(3)式で表される。

$$\begin{bmatrix} e_{dcp} \\ e_{dcn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{rp} & d_{sp} & d_{tp} \\ d_{rn} & d_{sn} & d_{tn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_r \\ v_s \\ v_t \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2)$$

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{up} & d_{un} \\ d_{vp} & d_{vn} \\ d_{wp} & d_{wn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{dcp} \\ e_{dcn} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3)$$

図 1 の直接形マトリックスコンバータと図 2 の間接形マトリックスコンバータにおいて, 同一の入出力電圧, および入出力電流の関係を得るには(4)式が成立すればよい。

$$\begin{bmatrix} d_{ru} & d_{su} & d_{tu} \\ d_{rv} & d_{sv} & d_{tv} \\ d_{rw} & d_{sw} & d_{tw} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{up} & d_{un} \\ d_{vp} & d_{vn} \\ d_{wp} & d_{wn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{rp} & d_{sp} & d_{tp} \\ d_{rn} & d_{sn} & d_{tn} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (4)$$

(4)式の右式より仮想整流器と仮想インバータのデューティを合成することで, マトリックスコンバータのデューティを得ることができる。

(2.1) 仮想整流器のデューティの決定

図 3 に入出力の空間ベクトル図を示す。仮想間接形の場合,

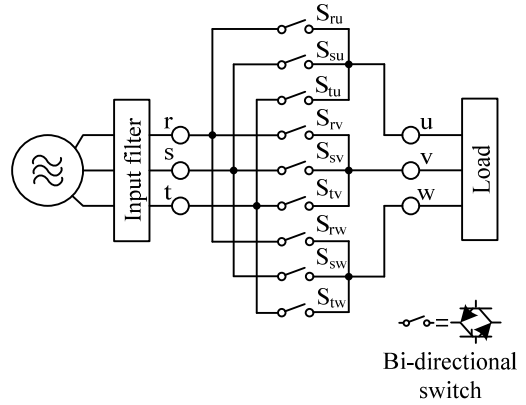


Fig. 1. Circuit configuration of the matrix converter.

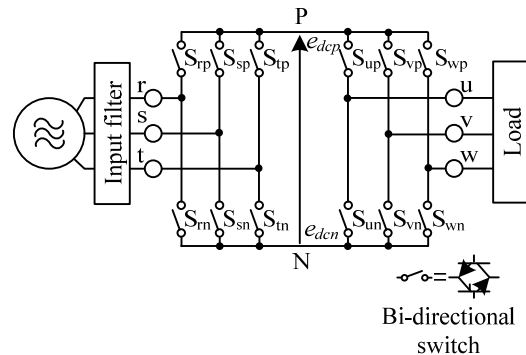


Fig. 2. Virtual AC/DC/AC converter.

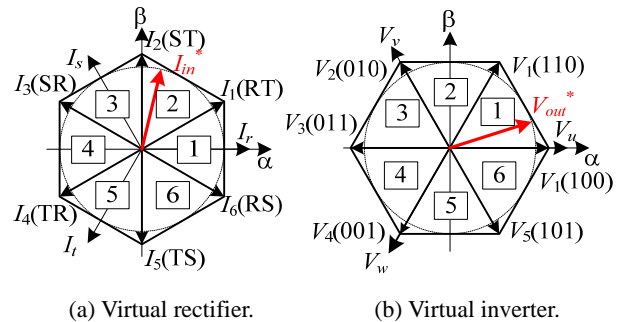


Fig. 3. Space vector of virtual AC/DC/AC converter.

合, これまでの整流器, インバータの空間ベクトルで考えることができる。

図 3(a)は入力の整流器の電流空間ベクトル図である。 $I_1 \sim I_6$ は入力電流ベクトルである。また, 各電流ベクトルに付随するアルファベットは整流器スイッチのオンオフの状態を表している。たとえば, (RT)ならば, 整流器の上段の r 相と下段の t 相がオンされていることを示している。このとき, 電圧利用率向上のため, 任意のセクタにおける入力線間電圧最大相および中間相ベクトルを用いて制御する。たとえば, 入力指令ベクトル I_{in}^* がセクタ 2 に存在する状態を考えると, セクタを構成する I_1 と I_2 , およびゼロベクトルを用いて最大円軌跡を描く。各ベクトルはそのオン時間との積

によってベクトル長が調整され、さらに各ベクトル同士を加算することで指令ベクトルが表現される。したがって、 I_1 、 I_2 およびゼロベクトルの $\alpha\beta$ 成分をそれぞれ $I_{1\alpha}$ 、 $I_{1\beta}$ 、 $I_{2\alpha}$ 、 $I_{2\beta}$ 、 $I_{0\alpha}$ 、 $I_{0\beta}$ とすると、指令ベクトルは(5)式で表される。

$$\begin{bmatrix} I_{i\alpha} \\ I_{i\beta} \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{1\alpha} & I_{2\alpha} & I_{0\alpha} \\ I_{1\beta} & I_{2\beta} & I_{0\beta} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{i1} \\ d_{i2} \\ d_{i0} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (5)$$

(5)式を解いて各整流器ベクトルの入力デューティ d_{i1} 、 d_{i2} 、 d_{i0} を得る。 d_{i1} および d_{i2} はクラメルの公式を用いて

$$d_{i1} = \frac{\begin{vmatrix} I_{0\alpha} & I_{2\alpha} \\ I_{0\beta} & I_{2\beta} \end{vmatrix}}{|A|} \dots\dots\dots (6)$$

$$d_{i2} = \frac{\begin{vmatrix} I_{1\alpha} & I_{0\alpha} \\ I_{1\beta} & I_{0\beta} \end{vmatrix}}{|A|}$$

を解くことで得ることができる。

ただし、

$$A = \begin{vmatrix} I_{1\alpha} & I_{2\alpha} \\ I_{1\beta} & I_{2\beta} \end{vmatrix}$$

である。

また、入力デューティの総和は1なので d_{i0} は

$$d_{i0} = 1 - d_{i1} + d_{i2} \dots\dots\dots (7)$$

として得ることができる。

なお、整流器にはゼロベクトルが3種類あるが、本稿では入力相電圧絶対値の最大相のスイッチはオン状態を保ち、上段と下段のどちらか一方のみのスイッチング素子で制御するようにゼロベクトルを決定し、スイッチングの回数を抑制する。

〈2.2〉 仮想インバータのデューティの決定

図3(b)は出力のインバータの電圧空間ベクトル図である。 $V_1 \sim V_6$ は出力電圧ベクトルである。また、各電圧ベクトルに付随するアルファベクトルはインバータスイッチのオンオフの状態を表している。たとえば、(110)ならば、インバータの上段はu相とv相がオンされており、下段はw相がオンされていることを示している。出力指令ベクトル V_{out}^* がセクタ1に存在する場合を考える。仮想整流器の場合と同様にセクタを構成する V_1 と V_2 、およびゼロベクトルを用いて指令ベクトルを描く。 V_1 、 V_2 およびゼロベクトルの $\alpha\beta$ 成分をそれぞれ $V_{1\alpha}$ 、 $V_{1\beta}$ 、 $V_{2\alpha}$ 、 $V_{2\beta}$ 、 $V_{0\alpha}$ 、 $V_{0\beta}$ とすると、指令ベクトルは(8)式で表される。

$$\begin{bmatrix} V_{o\alpha} \\ V_{o\beta} \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{1\alpha} & V_{2\alpha} & V_{0\alpha} \\ V_{1\beta} & V_{2\beta} & V_{0\beta} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{o1} \\ d_{o2} \\ d_{o0} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (8)$$

(8)式を解いて各インバータベクトルの出力デューティ d_{o1} 、 d_{o2} 、 d_{o0} を得る。 d_{o1} および d_{o2} はクラメルの公式を用い

Table 1. Composition of the vectors.

Rectifier vector	Inverter vector	Matrix converter vector
RT	(000)	TTT
	(111)	RRR

Table 2. Order of the vectors

Before	After
TRT	TTT
TRT	RRR

て

$$d_{o1} = \frac{\begin{vmatrix} V_{0\alpha} & V_{2\alpha} \\ V_{0\beta} & V_{2\beta} \end{vmatrix}}{|A|} \dots\dots\dots (9)$$

$$d_{o2} = \frac{\begin{vmatrix} V_{1\alpha} & V_{0\alpha} \\ V_{1\beta} & V_{0\beta} \end{vmatrix}}{|A|}$$

として得ることができる。

ただし、

$$A = \begin{vmatrix} V_{1\alpha} & V_{2\alpha} \\ V_{1\beta} & V_{2\beta} \end{vmatrix}$$

である。

また、出力デューティの総和は1なので d_{o0} は

$$d_{o0} = 1 - d_{o1} + d_{o2} \dots\dots\dots (10)$$

により、得ることができる。

その後、各ベクトルのデューティから各スイッチのオンデューティにスイッチングテーブルを用いて変換し、(4)式からマトリックスコンバータのスイッチのデューティに変換する。

〈2.3〉 スイッチングパターンの合成

インバータにはゼロベクトルが(000)と(111)の2種類存在するが、仮想間接形マトリックスコンバータでは(4)式より、整流器側やインバータ側のスイッチングパターンが異なると合成後のマトリックスコンバータのスイッチングパターンが変化する。表1にマトリックスコンバータのベクトル合成の例を示す。インバータベクトルが同じゼロベクトルであっても(000)、(111)では合成後のマトリックスコンバータのベクトルが異なっていることがわかる。表2にベクトルの違いによってスイッチング時に切り替わる相の違いを示す。ともに、(TRT)からマトリックスコンバータのゼロベクトルに切り替わる様子を表している。表中のアルファベクトルはマトリックスコンバータの各出力層にどの入力層が接続されているかを表している。たとえば、(TRT)ならば、出力u相とw相に入力t相、出力v相に入力r相が接続されていることを示している。(TTT)に切り替わる際はv相が、(RRR)に切り替わる際は、u相とw相が変化していることがわかる。これより、スイッチングする相が変化することに

より、発生するスイッチング損失も変化する可能性があることがわかる。

3. ゼロベクトル切り替えによるスイッチング損失の低減

先行研究において、仮想インバータの2つのゼロベクトルを切り替えることで、最大瞬時スイッチング損失の発生しないスイッチングパターン制御が可能であることを示している⁽⁹⁾。これについて説明する。

いま、仮想整流器の指令ベクトルが図3(a)中のセクタ1に、また仮想インバータの指令ベクトルが図3(b)中のセクタ1に存在する場合を考える。このとき、仮想整流器の指令ベクトルを構成するのは(RS)、(RT)、および(RR)なので、入力最大相はr相であり、上段が全オン状態だとわかる。

仮想インバータでは、同一セクタ内でも中間相 v_{mid} が負のときと中間相 v_{mid} が正のときでは最大相が異なる。 $v_{mid}<0$ のとき最大相はu相であり、 $v_{mid}>0$ のとき最大相はw相である。(4)式のデューティ合成式より、仮想整流器と仮想インバータではそれぞれ上段どうし、下段どうしの積を足し合わせる。

図4に v_{mid} によるゼロベクトルの選択の様子を示す。また、表3に合成時のマトリックスコンバータのスイッチングパターンを示す。この場合、図4(a)のように $v_{mid}<0$ の場合、仮想インバータのゼロベクトルを(111)とすれば、合成後に入力最大相r相と出力最大相u相の最大相どうしのスイッチングが発生しない。また、図4(b)のように $v_{mid}>0$ の場合、仮想インバータのゼロベクトルを(000)とすれば、合成後に入力最大相r相と出力最大相w相の最大相どうしでスイッチングをしないスイッチングパターンが生成できる。このように、仮想インバータのゼロベクトルを出力中間電圧によって切り替えることで、最大相どうしのスイッチングを抑制する。

図5に提案方式のマトリックスコンバータのデューティ指令までのフローチャートを示す。入力3相電流指令値 i_r^* , i_s^* , i_t^* を3相/静止座標変換することで、図3(a)のような空間ベクトル図上に入力指令ベクトルを生成し、入力セクタを判別する。判別したセクタより、2章で述べたように、指令ベクトルを構成する基本ベクトルが決定されるので、(5)式を用いて仮想整流器デューティを計算する。同様に、出力3相電圧指令値 v_u^* , v_v^* , v_w^* より、仮想インバータデューティも計算する。そして、各基本ベクトルのスイッチング関数 s_{np} および s_{nm} を用いて各ベクトルのデューティをスイッチのオンデューティに(11)式および(12)式を用いて変換する。

$$\begin{bmatrix} d_{up} \\ d_{vp} \\ d_{wp} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{up1} & s_{up2} & s_{up0} \\ s_{vp1} & s_{vp2} & s_{vp0} \\ s_{wp1} & s_{wp2} & s_{wp0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{o1} \\ d_{o2} \\ d_{o0} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (11)$$

Table 3. Composition of the switching pattern

	Rectifier	Inverter	Matrix converter
$v_{mid}<0$	RS	110	RRS
		100	RSS
		111	RRR
	RT	110	RRT
		100	RTT
		111	RRR
	RR	110	RRR
		100	RRR
		111	RRR
$v_{mid}>0$	RS	110	RRS
		100	RSS
		000	SSS
	RT	110	RRT
		100	RTT
		000	TTT
	RR	110	RRR
		100	RRR
		000	RRR

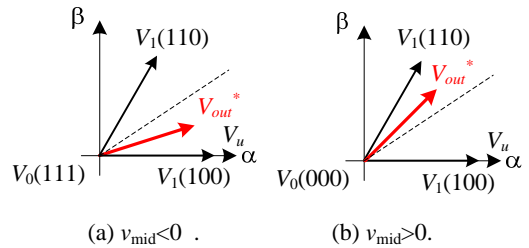


Fig.4. Selected zero vector of virtual inverter.

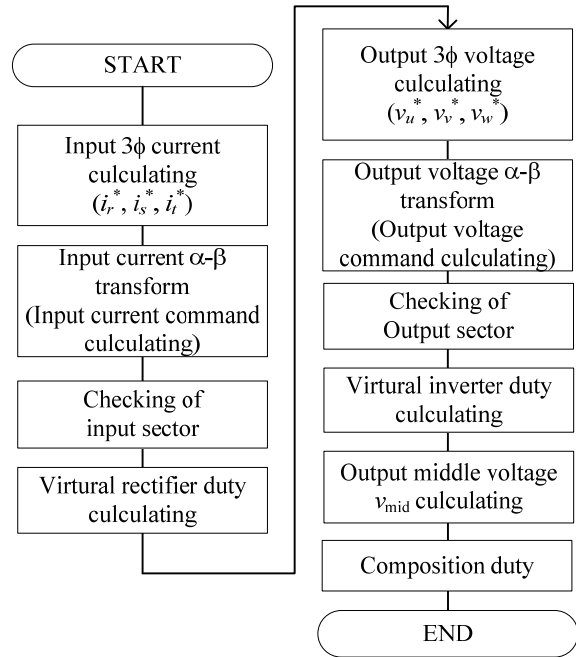


Fig. 5. Flowchart of the generating duty for MC.

$$\begin{cases} d_{in} = 1 - d_{up} \\ d_{vn} = 1 - d_{vp} \\ d_{wn} = 1 - d_{wp} \end{cases} \dots\dots\dots (12)$$

このとき、出力 3 相電圧指令値より検出した中間値 v_{mid} を用いて(11)式中のゼロベクトルスイッチング関数 s_{up0} , s_{vp0} , s_{wp0} を(13)式の条件で代入することでゼロベクトルを切り替える。

$$\begin{cases} s_{up0} = 1, & s_{vp0} = 1, & s_{wp0} = 1 & (v_{mid} < 0) \\ s_{up0} = 0, & s_{vp0} = 0, & s_{wp0} = 0 & (v_{mid} > 0) \end{cases} \dots\dots\dots (13)$$

その後、(4)式を用いてデューティを合成し、マトリックスコンバータのデューティとする。

4. 実機実験

本章では、提案方式における動作検証を行う。表 4 に実験条件を、図 6 に提案方式の制御構成図を示す。なお、提案方式との比較のために、仮想インバータのゼロベクトル 2 種類を両方使用する方式(A 方式)を同様の条件にて実験を行なっている。

図 7、図 8 および表 5 に、入力電圧 200V、入力周波数 50Hz、出力周波数 40Hz、変調率 0.8、1.6kW の RL 負荷を用いて A 方式と提案方式の動作実験を行ったときの結果を示す。実験結果より、A 方式および提案方式ともに、入力力率は 0.990 以上であり、ほぼ 1.0 に制御されている。このとき、提案方式では最大力率 0.996 を確認した。また、効率は A 方式では 92.3%、提案方式では 94.1% と、約 2.0% 効率が改善された。このことから、提案方式ではスイッチング損失を低減することができたと考えられる。また、入力電流 THD は A 方式では 4.53%、提案方式では 4.30% である。さらに、出力電圧 THD は A 方式では 16.8%、提案方式では 12.8% となり THD も同様に低減されることを確認した。

提案方式において、効率の改善を確認できた。しかし、現在はデッドタイムに対する補償を行っていない。したがって、デッドタイム補償をすることにより、さらに効率の改善を図ることが可能であると考えられる。

Table 4. Experimental parameters.

Input voltage (line-to-line)	200V
Input frequency	50Hz
Output frequency	40Hz
Modulation index of MC	0.8
Load	R-L (1600W)
Carrier frequency	10kHz
LC filter f_c	980Hz

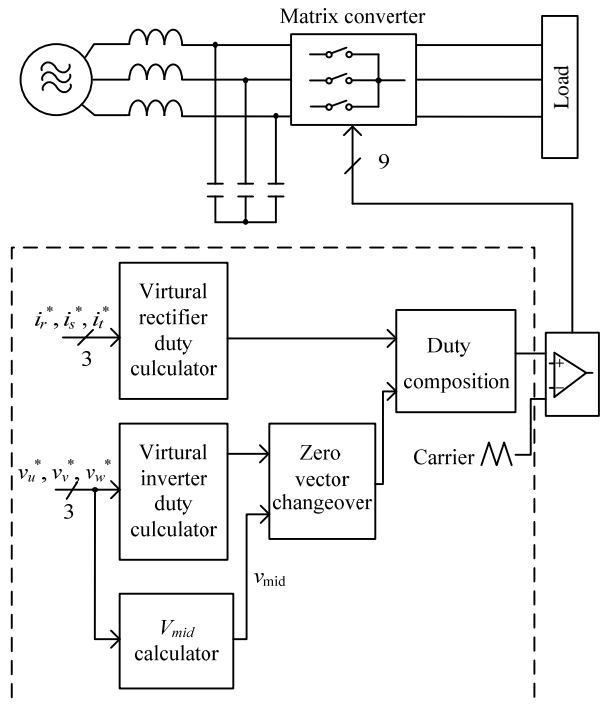
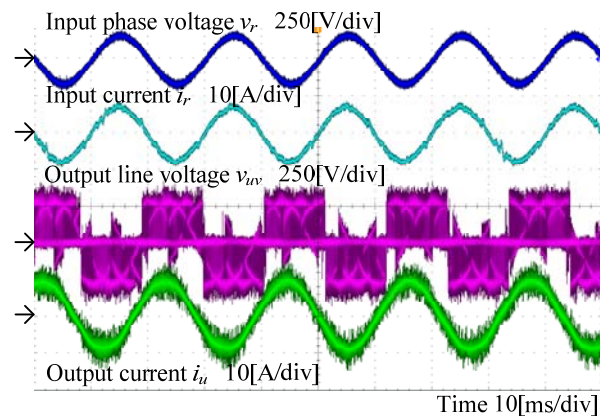
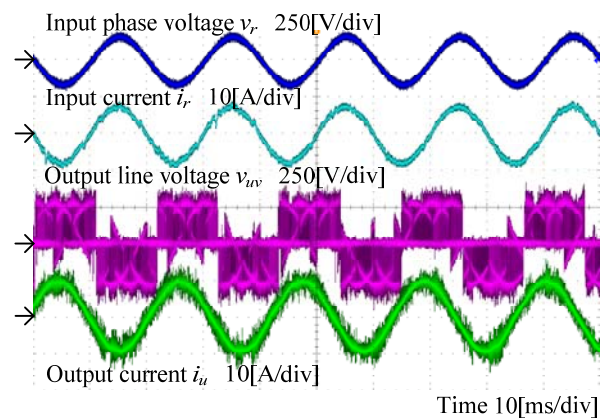


Fig. 6. Control block diagram of the proposed circuit.



(a) Experimental results of the method A.



(b) Experimental results of the proposed method.

Fig.7. Experimental results.

Table 5. Experimental results.

	Method A	Proposed method
Input current THD	4.53%	4.30%
Output voltage THD	16.8%	12.8%
Efficiency	92.3%	94.1%

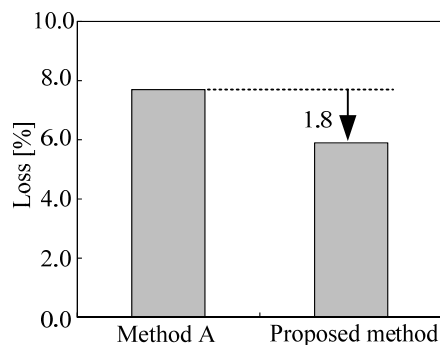


Fig.8. Loss results.

5. まとめ

本論文では、仮想間接形マトリックスコンバータにおいて、スイッチング損失を低減するためのスイッチングパターン制御方式を提案した。空間ベクトル変調方式によって、仮想インバータのゼロベクトル2種類を切り替えることで、入出力がともに最大相でスイッチングしないようなスイッチングパターンを生成し、最大瞬時スイッチング損失の発生を抑制し、スイッチング損失が低減できることを実機実験において確認した。また、提案方式は、入力電流 THD や出力電圧 THD も低減することが可能であることを確認した。

なお、本研究の一部は平成 21 年度産業技術研究助成事業の支援を受けており、関係各位に感謝の意を表します。

文 献

- (1) Y. Tadano, S. Hamada, S. Urushibata, M. Nomura, Y. Sato, and M. Ishida: "Direct Space Vector PWM Strategy for Matrix Converters with Reduced Number of Switching Transitions", IEEJ Trans., Vol.124-D, No.4, pp.550-559 (2008)
- (2) T. Takeshita and Y. Andou: "PWM Control of Three-Phase Matrix Converters for Reducing a Number of Commutations", IEEJ Trans., Vol.127, No.8, pp.805-812 (2007)
- (3) J. Itoh, I. Sato, H. Ohguchi, K. Sato, A. Odaka, and N. Eguchi: "A Control Method for the Matrix Converter Based on Virtual AC/DC/AC Conversion Using Carrier Comparison Method", IEEJ Trans., Vol.124-D, No.5, pp.457-463 (2004)
- (4) J. Itoh, H. Kodachi, A. Odaka, I. Sato, H. Ohguchi, and H. Umeda: "A High Performance Control Method for the Matrix Converter Based on PWM generation of Virtual AC/DC/AC Conversion", JIASC IEEJ, pp.I-303-I-308 (2004)
- (5) A. Odaka, I. Sato, H. Ohguchi, Y. Tamai, H. Mine, and J. Itoh: "A PAM Control Method for the Matrix Converter Based on Virtual AC/DC/AC Conversion Method", JIASC IEEJ, pp.I-203-I-206 (2005)
- (6) K. Deguchi and T. Takeshita: "PWM Control Method of Matrix Converters for Suppressing Input Current Harmonics by Signs of Output Currents", JIASC IEEJ, pp.I-575-I-578 (2010)
- (7) J. Haruna and J. Itoh: "Comparison of Switching Pattern for the Matrix Converter Based on Instantaneous Space Vector", JIASC IEEJ, pp.I-201-I-204 (2006)
- (8) T. Mura, J. Haruna and J. Itoh: "An Evaluation of Switching Loss and Positions of Selected Vectors Patterns for a Matrix Converter", SPC-11-022 (2011)
- (9) T. Mura, J. Itoh: "Investigation of Switching Loss Minimization for the Matrix Converter Based on Virtual AC/DC/AC Conversion Using Space Vector Modulation", JIASC IEEJ, No.1-142 (2011)