

# 空間ベクトル変調を用いた仮想 AC/DC/AC 変換方式における マトリックスコンバータのスイッチング損失の最小化の検討

学生員 武良 匠 正員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

## Investigation of Switching Loss Minimization for the Matrix Converter Based on Virtual AC/DC/AC Conversion Using Space Vector Modulation

Takumi Mura, Student Member, Jun-ichi Itoh, Member

This paper discusses the switching loss according to the selected vectors patterns of a virtual AC/DC/AC matrix converter which is controlled by instantaneous space vector diagrams. 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 using switching pattern and input/output voltage is estimated the reduced switching loss method which is not selected switching pattern with maximum instantaneous switching loss is introduced in this paper.

キーワード : マトリックスコンバータ, AC/DC/AC 変換, 瞬時空間ベクトル図, スイッチング損失

**Keywords** : Matrix converter, AC/DC/AC conversion, Instantaneous space vector diagram, Switching loss

### 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<sup>(1)-(8)</sup>。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<sup>(1)-(6)</sup>, 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 通りの電圧と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<sup>(8)</sup>。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, この問題に対して, 空間ベクトル変調を用いたマトリックスコンバータのスイッチング損失について考察する。本稿では, 直接形を検討する前段の取り組みとして, 簡単のため, 仮想整流器および仮想インバータを組み合わせた間接形で考える。それぞれの選択ベクトルの組み合わせ方により生じるスイッチング損失を, 比較, 解析することで, スイッチング損失を低減するための条件を検討する。また, その条件をもとにしたスイッチング損失を低減する方式を提案する。

## 2. 仮想 AC/DC/AC 方式<sup>(2)(3)</sup>

また、マトリクスコンバータの制御方式は大別して直接形と間接形の 2 種類存在するが、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く、制御は複雑である。これに対して間接形はマトリ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 つまで接続できないため、直接形に比較して自由度は低いが制御は簡単である。

図 1 にマトリクスコンバータの回路構成を示す。マトリクスコンバータは 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。入力相電圧の中点を基準とした, 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。

$$\begin{bmatrix} e_{dcp} \\ e_{dcn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{rp} & d_{sp} & d_{tp} \\ d_{rm} & d_{sm} & d_{tm} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_r \\ v_s \\ v_t \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2)$$

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

図 1 の直接形マトリクスコンバータと図 2 の間接形マトリ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。

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

(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・仮想インバータのデューティ決定

図 3 に入出力の空間ベクトル図を示す。仮想間接形の場

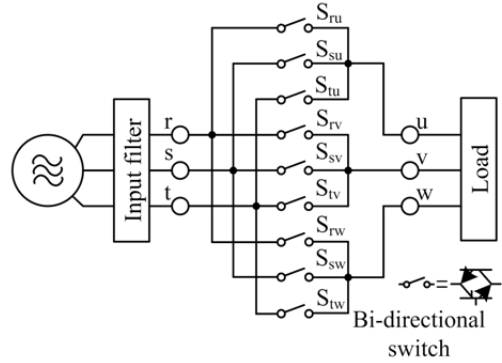


Fig. 1. Circuit configuration of the matrix converter.

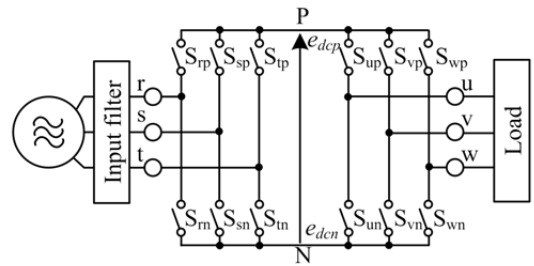
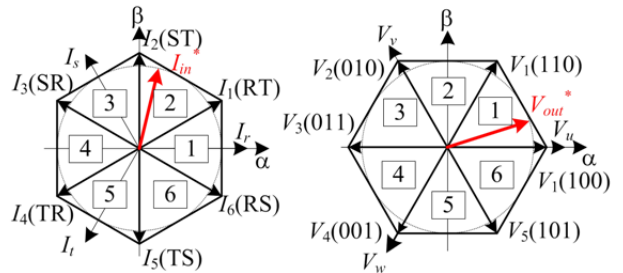


Fig. 2. Virtual AC/DC/AC converter.



(a) Virtual rectifier. (b) Virtual inverter.

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。

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。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出力デューティ  $d_{i1}$ ,  $d_{i2}$ ,  $d_{i0}$  を得る。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。

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。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(6)式で表される。

$$\begin{bmatrix} V_{o\alpha} \\ V_{o\beta} \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{1\alpha} & V_{2\alpha} & V_{0\alpha} \\ V_{1\beta} & V_{2\beta} & V_{0\beta} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{o1} \\ d_{o2} \\ d_{o0} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (6)$$

(6)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。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)式からマトリクスコンバータのスイッチのデューティに変換する。

### 〈2.2〉 仮想インバータのゼロベクトル

図 4 に本稿で定義する 3 つの方式の選択ベクトルの様子を示す。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。したがって、合成後のスイッチングパターンの違いによるスイッチング損失を調査するために、仮想インバータで使用するゼロベクトルに応じた 3 つの方式を以下のように定義する。

- ・方式 A: (000), (111)両方をそれぞれ  $d_{o0}/2$  で出力する。
- ・方式 B: (000)のみをゼロベクトルとして出力する。
- ・方式 C: (111)のみをゼロベクトルとして出力する。

各方式ではゼロベクトル以外は同様のベクトルを選択する。

### 3. スイッチング損失の評価

本章では、前章で定義した 3 つの方式におけるスイッチング損失をシミュレーションによって解析する。ただし、マトリクスコンバータの入力フィルタは容量や用途によって設計思想が大きく異なる。また、電源インピーダンスや転流方式など様々な影響によって波形のひずみが発生し、スイッチング損失にも影響を与える。そこで本稿では、選択されるスイッチングパターンの差異のみに起因する損失を評価するために、マトリクスコンバータの LC フィルタは除外し、転流は理想転流とした。これにより、入力フィルタ、電源インピーダンスの影響なしにシミュレーシ

Table 1. Composition of vectors.

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

Table 2. Simulation conditions.

Input voltage (line-to-line)	200V, 50Hz
Output voltage (line-to-line)	160V, 40Hz
Load	Constant current source
Input power factor	1
Output power factor	1
Carrier frequency	10kHz
Simulation time step	1 $\mu$ s

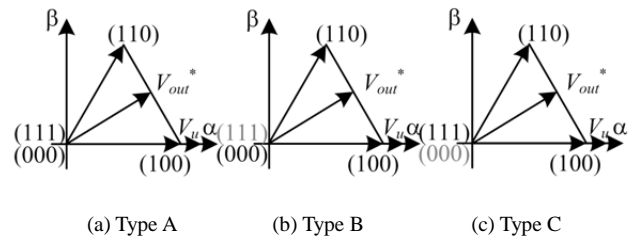


Fig.4. Selected vectors of virtual inverter.

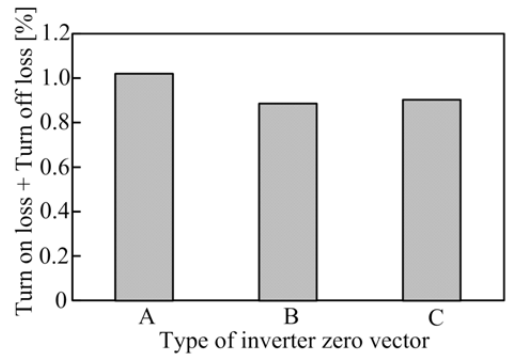


Fig. 5. Switching loss.

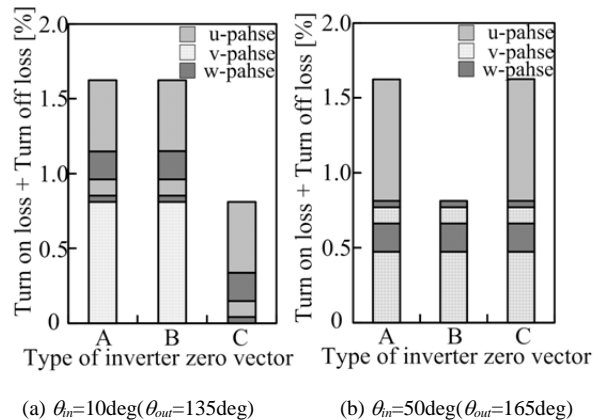


Fig. 6. Instantaneous switching loss.

ンを行うことができる。

表 2 にスイッチング損失の解析シミュレーションの条件を示す。まず、マトリクスコンバータの 1 制御周期中の平均スイッチング損失を調べる。さらに、ある入力位相ごとの 1 スイッチング毎の瞬時スイッチング損失も解析する。なお解析には、文献 10 のスイッチングパターンからスイッ

チング損失を導出する式を用いる。

### (3.1) スイッチング損失の評価結果

図 5 に各方式によるマトリックスコンバータのスイッチング損失のシミュレーション結果を示す。A, B, C の結果より、インバータ側で方式 A よりも方式 B および C の方が損失低減されることがわかる。

図 6 に入力位相  $\theta_m=10, 50\text{deg}$  における各方式の瞬時スイッチング損失を示す。また、表 3 にそのときの選択ベクトルを示す。 $\theta_m=10\text{deg}$  のときは方式 C が、 $\theta_m=50\text{deg}$  のときは方式 B が他 2 方式より損失が小さい。これは表 3 に示すように、方式 C ではベクトル TTT を出力しないため、スイッチングパターンが減少し、スイッチング回数が少なくなったためである。また、このとき減少したスイッチング損失は入出力位相より、入力線間電圧と出力電流がともに最大相である。つまり、この損失は最大瞬時スイッチング損失であると考えられる。また、入力線間電圧最大値が負の場合は方式 B、正の場合は方式 C によってスイッチング回数を少なくできる。マトリックスコンバータはスイッチング素子にかかる電圧と流れる電流が入出力三相から選ばれるため、スイッチごとに生じるスイッチング損失が異なる<sup>(8)</sup>。したがって、スイッチング回数を減らす場合、発生するスイッチング損失が大きいスイッチングを減らす方が効果が高い。つまり、最大瞬時スイッチング損失を発生させないためには、入出力の最大相でスイッチングしないことが条件となる。

### (3.2) 仮想インバータゼロベクトル切り替え方式

以上より、入力線間電圧の最大値の符号に応じて方式 B と C を切り替え、最大瞬時スイッチング損失を発生させないことで、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。入力線間電圧最大値の符号は図 3(a)の空間ベクトル図を用いて指令ベクトルが存在するセクタによって判別することができる。

図 7 に方式 A~C と切り替え方式におけるスイッチング損失解析シミュレーションの結果を示す。シミュレーション結果より、ゼロベクトルを 2 種類出力する方式 A に比較して約 20%、ゼロベクトルを 1 種類のみ出力する方式 B および C に比較して約 10% スイッチング損失が低減された。以上より、最大瞬時スイッチング損失を発生させないゼロベクトル切り替え方式によってスイッチング損失を低減できることを確認した。

## 4. まとめ

本論文では、仮想間接方式においてマトリックスコンバータのスイッチング損失を解析した。空間ベクトル変調方式によって仮想整流器および仮想インバータを制御し、それぞれで選択するベクトルによって、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し、スイッチング損失が変化することを確認した。

また、入出力の最大相でスイッチングすることで最大瞬時スイッチング損失が発生することを確認し、仮想インバ

Table 3. The output order of selected vectors.

$\theta_m$ [deg]	Type	The output order of selected vectors
10	A	TTT→TRT→TRS→SRS→SRR→RRR
	C	TST→TSS→TRS→TRR→RRR
50	A	TTT→TST→TSS→TRS→TRR→RRR
	B	TTT→TST→TSS→TRS→TRR

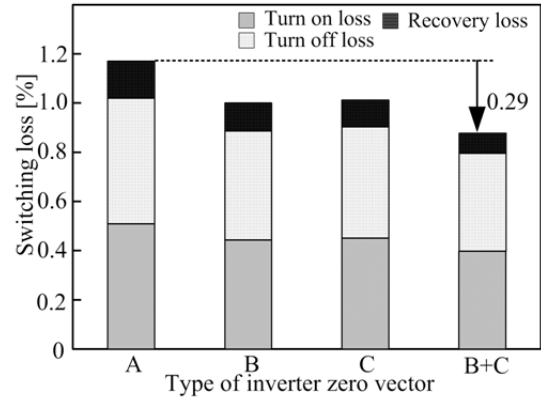


Fig. 7. Switching loss (Proposal method).

ータのゼロベクトルの出力方法によって、瞬時スイッチング損失を低減できることを確認した。

今後は、瞬時スイッチング損失が最大以外のスイッチングについても検討する。スイッチング損失が最小となるようにスイッチングパターンの最適化を行い、マトリックスコンバータを制御するアルゴリズムを検討する。

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.1-303-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.1-203-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.1-575-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.1-201-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)