

マトリックスコンバータにおける スイッチング損失と選択ベクトル配置の検討

武良 匠* 春名 順之介 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

An Evaluation of Switching Loss and Positions of Selected Vectors Patterns for a Matrix Converter

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

This paper discusses the switching loss according to the selected vectors patterns of a matrix converter which is controlled by instantaneous space vector diagrams. The switching loss estimation method using switching pattern is introduced in this paper. 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 validity of the calculation method is confirmed by using DC analysis model of the matrix converter.

キーワード : マトリックスコンバータ, 瞬時空間ベクトル図, スwitchingパターン, スwitching損失
(Matrix converter, instantaneous space vector diagram, switching pattern, 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⁽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型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, 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ために逆耐圧を持つ 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方式が提案されており⁽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。

一方, 種々の制御アルゴリズムに基づいて出力されるスイッチングパターンに着目すると, 各制御方式に応じた特徴が存在するかどうかは定かではない。単純に各論文の結果同士を比較しても, 定格電圧, 容量, フィルタの設計, 転流方法の相違などにより, 同一条件で制御性能を比較することは困難である。

以上の課題を解決するために, 筆者らはマトリックスコンバータのスイッチングパターンを瞬時空間ベクトル図によって可視化し, 出力電圧, 入力電流ひずみ, および, スwitching回数を評価する方法を提案している⁽⁷⁾。本方式によって, 各制御方式の相違点をスイッチングパターンレベルで判別でき, さらに, 出力電圧, 入力電流ひずみを定性的に評価できる。

しかし, 本方式はスイッチング回数も評価可能であるが, スwitching損失を厳密に評価できない。また, これまでに提案されているスイッチング回数を低減可能なマトリックスコンバータの制御方式においても, スwitching損失に着目して厳密に損失低減を議論していない。つまり, マトリックスコンバータのスイッチングパターンとスイッチング回数, スwitching損失の関係については明らかになっておらず, これらの関係を明確化することは, マトリックスコンバータの制御方式を検討する上で非常に有用であると考えられる。さらに, マトリックスコンバータのスイッチング損失を最小化するスイッチングパターンが検討可能になる。

そこで本論文では, スwitchingパターン, スwitching回数, スwitching損失の関係を明確化することを目的とし, そのために, スwitchingパターンを用いてスイッチング損失を得る式を導出する。マトリックスコンバータは同じ出力電圧, 入力電流を実現するスイッチングパターンは複数存在する。そこで, 同一の指令ベクトルに対してスイッチング回数や移動順序, 選択されるベクトルを変えた場合のスイッチングパターンを解析し, それぞれの場合

におけるスイッチング損失を、導出したスイッチング損失の計算式によって評価する。ここでは、導出した計算式を用いて、1スイッチング周期あたりのスイッチング損失を求める。次に、シミュレーションによる損失計算結果と比較することで、計算式の妥当性を検証し、スイッチングパターンレベルでのスイッチング損失の議論を可能とする。

2. 瞬時空間ベクトル図を用いたスイッチングパターンの表記方法

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相が双方向スイッチによって接続される。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、そのスイッチング関数を s_{mn} とすると、出力相電圧 $[v_u, v_v, v_w]$, 入力電流 $[i_r, i_s, i_t]$ は、入力相電圧 $[v_r, v_s, v_t]$, 出力電流 $[i_u, i_v, i_w]$ を用いてそれぞれ、(1), (2)式で表される。ただし、 t は転置記号、スイッチング関数 $s_{mn}=1$ で双方向スイッチ S_{mn} がオン, $s_{mn}=0$ で S_{mn} がオフとする。

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

$$\begin{bmatrix} i_r \\ i_s \\ i_t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{ru} & s_{su} & s_{tu} \\ s_{rv} & s_{sv} & s_{tv} \\ s_{rw} & s_{sw} & s_{tw} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2)$$

(1)式より、出力線間電圧 $[v_{uv}, v_{vw}, v_{wu}]$ は(3)式となる。

$$\begin{bmatrix} v_{uv} \\ v_{vw} \\ v_{wu} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{ru} - s_{rv} & s_{su} - s_{sv} & s_{tu} - s_{tv} \\ s_{rv} - s_{rw} & s_{sv} - s_{sw} & s_{tv} - s_{tw} \\ s_{rw} - s_{ru} & s_{sw} - s_{su} & s_{tw} - s_{tu} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_r \\ v_s \\ v_t \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3)$$

マトリックスコンバータは9つの双方向スイッチを持つため、オンとオフの2つの状態を考慮するとそのスイッチングパターンは全部で $2^9=512$ 通り存在する。しかし、電源の短絡をしてはならないこと、および、負荷電流が連続であることの2つの制約条件より、出力1相に対して、入力側のどれか1相に接続する双方向スイッチが必ずオンする動作となる。この結果、スイッチングパターンは512通りから $3^3=27$ 通りに制限される。

(2), (3)式に入力相電圧, 出力電流を入力し、さらに27通りのスイッチングパターンに対応したスイッチング関数を入力することで、ある電源位相, 負荷位相におけるマトリックスコンバータの取り得る27つの瞬時出力電圧, 瞬時入力電流が計算できる。これらを三相-静止座標変換することで、瞬時空間ベクトル図が表現できる。(4)式に a 相が 0° の時を α 軸とした静止座標上における三相-二相変換式を示す。

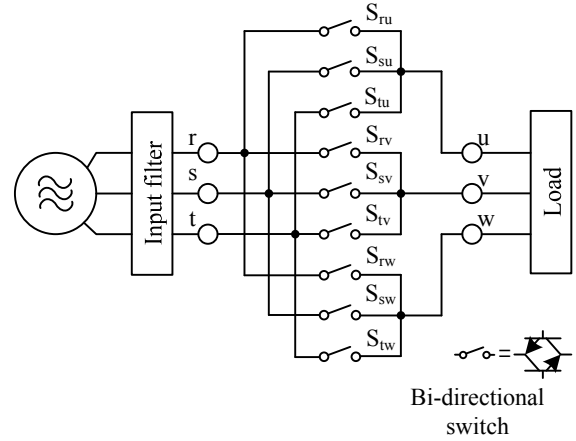
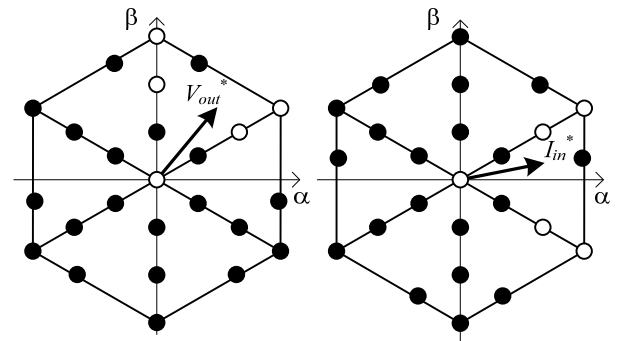


Fig. 1. Circuit configuration of the matrix converter.



(a) Output voltage. (b) Input current.

Fig. 2. Instantaneous space vector diagrams of the matrix converter.

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \dots\dots\dots (4)$$

ここでは電圧, 電流の値を座標変換前後で同一とするために相対変換を採用している。(4)式の a, b, c に三相出力電圧または入力電流を代入して静止座標変換することで、 $\alpha\beta$ 座標上に瞬時空間ベクトル図が表現できる。

図2に瞬時空間ベクトル図を示す。図2(a)は瞬時出力電圧ベクトル図, (b)は瞬時入力電流ベクトル図である。本稿では、図中の瞬時出力電圧ベクトルと瞬時入力電流ベクトルの先端を●または○で表すこととする。瞬時空間ベクトル図は、27種類の瞬時ベクトル(●), 指令ベクトル(→), 選択ベクトル(○)から構成される。ただし、瞬時出力電圧ベクトル図は入力 r 相電圧を α 軸の基準とし、瞬時入力電流ベクトル図は出力 u 相の電流を α 軸の基準とした。選択ベクトルの位置は電源位相, 負荷位相に応じて時々刻々と変化する。選択ベクトルは指令ベクトルに対して、瞬時ベクトル中より選択されたベクトルを意味している。

マトリックスコンバータの各制御方式は出力電圧指令、入力電流指令通りに制御するために、種々の制御アルゴリズムに基づいて所望の出力電圧、入力電流が得られるスイッチングパターンを生成する。瞬時空間ベクトル図上においては、選択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、さらに選択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。従って、選択ベクトル同士のベクトル加算を行っても指令ベクトルを表現できない場合は制御が不可能となる。これらの条件は瞬時空間ベクトル図上において、選択ベクトル同士を結んだ多角形内に指令ベクトルが入っている場合に相当する。一方、選択ベクトルによる多角形内に指令ベクトルがない場合は制御不可能であり波形がひずむことを意味する。

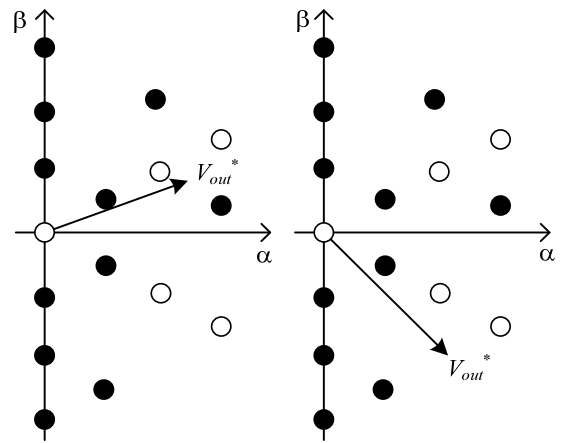
図 3 に制御が可能な場合と不可能な場合の瞬時空間出力電圧ベクトル図を示す。図 3(a)の瞬時空間ベクトル図を見ると、指令ベクトルが選択ベクトルで構成される多角形に囲まれているため、制御が可能であるといえるが、(b)は指令ベクトルが多角形内に存在しないため、出力電圧が制御できず、波形はひずむ。このことは入力電流も同様であり、瞬時入力電流ベクトル図上で図 3(a)と同様に指令ベクトルが多角形内に存在していれば制御が可能であるが、(b)のように指令ベクトルが多角形内に存在していなければ、入力電流が制御できず、波形はひずむ。

3. 瞬時空間ベクトル図によるスイッチング損失の評価

本章では、瞬時空間ベクトル図上の各選択ベクトルの接続状態に着目し、選択ベクトル同士の移動順序とスイッチングの変化を観測する。選択ベクトルの移動順序は出力されるスイッチングパターンの順番を表しており、選択ベクトル同士の移動経路の長さは出力電圧の変動幅を表している。これらを解析し、あわせてスイッチング損失との関係性を調査する。

図 4 に選択ベクトル同士の移動経路とスイッチング回数の関係を示す。●は瞬時ベクトルの先端を表しており、付随するアルファベットは各出力相にどの入力相が接続されているかを表す。たとえば、RTT というベクトルならば、出力 u 相に入力 r 相、出力 v 相に入力 t 相、出力 w 相に入力 t 相が接続されている状態を示している。また、ベクトル同士を結ぶ矢印は各ベクトルの移動経路を表しており、付随する数字はベクトルの移動に伴うスイッチング回数を示している。たとえば、ベクトル RSS からベクトル RTT へ移動する場合、出力 u 相のスイッチは切替わずに、出力 v 相と w 相のスイッチが切り替わるため、スイッチング回数は 2 回と数える。

図 5 にスイッチのターンオン、ターンオフと、スイッチの両端電圧、電流の関係を示す。スイッチング時にスイッチの両端電圧、電流が線形に変化すると仮定すると、スイッチの両端電圧 E とスイッチに流れる電流 I からスイッチング損失 P_{sw} は(5)式で求めることができる。ただし、 t_{on} はタ



(a) Possible control. (b) Out of control.
Fig. 3. Relation between the selected vector and the output voltage command vector.

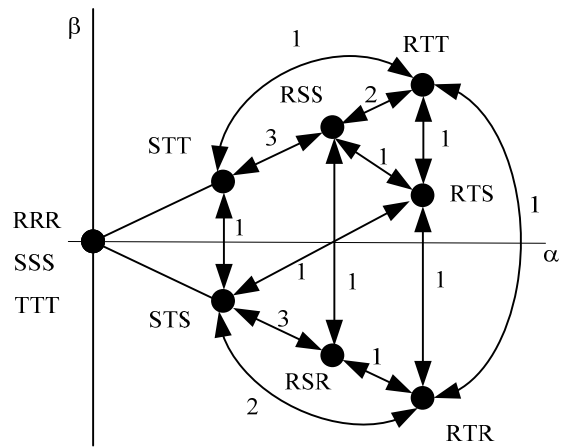
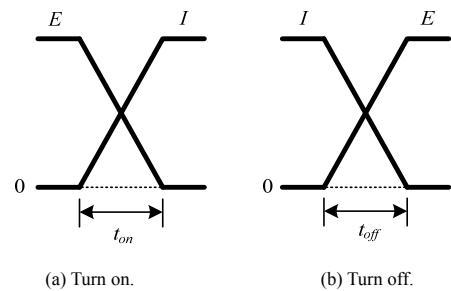


Fig. 4. The number of the switching times between each space vectors.



(a) Turn on. (b) Turn off.
Fig. 5. Voltage and current waveforms at switching timing.

ーンオン時間、 t_{off} はターンオフ時間、 T はスイッチング周期である。

$$P_{sw} = \frac{1}{6} IE \frac{t_{on} + t_{off}}{T} \dots\dots\dots (5)$$

ここで、スイッチング動作とスイッチング関数の関係について考える。遷移前のスイッチ S_{mn} のスイッチング関数を s_{mn} 、遷移後のスイッチ S_{mn}' のスイッチング関数を s_{mn}' とすると、 k 回目のスイッチング動作を表すスイッチング関数 S_k は(6)式で表せる。

$$\mathbf{S}_k = \begin{bmatrix} s_{ruk}^* & s_{suk}^* & s_{ruk}^* & s_{suk}^* & s_{ruk}^* & s_{ruk}^* \\ s_{rvk}^* & s_{svk}^* & s_{svk}^* & s_{rvk}^* & s_{rvk}^* & s_{rvk}^* \\ s_{rvk}^* & s_{svk}^* & s_{svk}^* & s_{rvk}^* & s_{rvk}^* & s_{rvk}^* \end{bmatrix} \dots\dots\dots (6)$$

ただし、 $k=(1, 2, \dots, N)$, $s_{mmk}^*=(s_{mmk-1}+s_{mmk}^*)$
 ここで、 \mathbf{S}_k は 1 回の選択ベクトルの移動を表す関数である。 s_{mmk}^* はベクトルの移動前と移動後でスイッチ \mathbf{S}_{mn} がオンであるかを表し、 \mathbf{S}_k の各要素は出力 n 相に接続される 2 つのスイッチの関係を表している。ここで、(6)式の 1 行 1 列目に注目し展開すると、(7)式となる。

$$s_{ruk}^* s_{suk}^* = s_{ru1} s_{su1} + s_{ru2} s_{su2} + s_{ru1} s_{su2} + s_{ru2} s_{su1} \dots\dots\dots (7)$$

(7)式の右辺第 1 項および第 2 項はそれぞれ遷移前と後の \mathbf{S}_{ru} と \mathbf{S}_{su} の状態を表している。ここで、マトリックスコンバータが取り得るスイッチングパターンの制約条件に着目する。電源短絡の禁止条件より、右辺第 1 項と第 2 項はゼロとなる。したがって、(7)式は(8)式にまとめることができる。

$$s_{ruk}^* s_{suk}^* = s_{ru1} s_{su2} + s_{ru2} s_{su1} \dots\dots\dots (8)$$

(8)式を(6)式の他の項へ適用し、(9)式を得る。

$$\mathbf{S}_k = \begin{bmatrix} s_{ruk-1} s_{suk} + s_{ruk} s_{suk-1} & s_{suk-1} s_{ruk} + s_{suk} s_{ruk-1} & s_{ruk-1} s_{ruk} + s_{ruk} s_{ruk-1} \\ s_{rvk-1} s_{svk} + s_{rvk} s_{svk-1} & s_{svk-1} s_{rvk} + s_{svk} s_{rvk-1} & s_{rvk-1} s_{rvk} + s_{rvk} s_{rvk-1} \\ s_{rvk-1} s_{svk} + s_{rvk} s_{svk-1} & s_{svk-1} s_{rvk} + s_{svk} s_{rvk-1} & s_{rvk-1} s_{rvk} + s_{rvk} s_{rvk-1} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (9)$$

(9)式より、1 スwitchング周期中に選択される N 個のベクトルの移動を表すスイッチングパターン遷移関数 \mathbf{S} は(10)式で計算できる。

$$\mathbf{S} = \sum_{k=1}^N \mathbf{S}_k \dots\dots\dots (10)$$

<計算例>

(10)式を表 1 の選択ベクトルの移動経路を用いて説明する。以下、表 1 の選択ベクトルのうち、ベクトル STT からベクトル RTT に移動する場合を考えると、移動前のスイッチングパターン \mathbf{S}_{STT} は(11)式、移動後のスイッチングパターン \mathbf{S}_{RTT} は(12)式となる。

$$\mathbf{S}_{STT} = \begin{bmatrix} s_{ru} & s_{su} & s_{tu} \\ s_{rv} & s_{sv} & s_{tv} \\ s_{rw} & s_{sw} & s_{tw} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (11)$$

$$\mathbf{S}_{RTT} = \begin{bmatrix} s_{ru}' & s_{su}' & s_{tu}' \\ s_{rv}' & s_{sv}' & s_{tv}' \\ s_{rw}' & s_{sw}' & s_{tw}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (12)$$

(11)および(12)式のスイッチングパターンを(9)式のスイッチング関数に代入して、(13)式を得る。

$$\mathbf{S}_{STT \rightarrow RTT} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (13)$$

ここで、 $s_{mn}=0$ でスイッチ \mathbf{S}_{mn} はオフ、 $s_{mn}=1$ でスイッチ \mathbf{S}_{mn} がオン状態であることを表しているため、(13)式にはス

Table 1. Example of selected vectors and its order.

The output order of selected vectors	Switching times
STT→RTT→RTS→RSS→RTS→RTT→STT	6

Table 2. Simulation conditions.

Input voltage (line-to-line)	200V, 50Hz
Output voltage (line-to-line)	160V, 40Hz
RL Load	3Ω, 10mH
Carrier frequency	10kHz
Simulation time step	0.1μs

スイッチング箇所のみが現れる。以降のベクトルの移動も同様に(9)式に代入し、各ベクトルの遷移状態を(10)式を用いて計算すると、1 スwitchング周期中に遷移するベクトルの状態が計算できる。表 1 の場合のスイッチングパターン遷移関数 \mathbf{S} は(14)式となる。

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} 2 & 0 & 0 \\ 0 & 2 & 0 \\ 0 & 2 & 0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (14)$$

(14)式において、行列内の数値はスイッチングによってスイッチの状態が遷移した回数を表している。

(10)式の関数は 1 スwitchング周期中のスイッチの遷移状態を表した式であり、これに(5)式と合わせることでスイッチングパターンからスイッチング損失を求めることが可能となる。

以上より、スイッチングパターンを用いた 1 スwitchング周期中のスイッチング損失 P_{sw} は(15)式で表される。

$$P_{sw} = \frac{1}{6} [I_u \quad I_v \quad I_w] \cdot \mathbf{S} \cdot \begin{bmatrix} V_{rs} \\ V_{st} \\ V_{tr} \end{bmatrix} \frac{t_{on} + t_{off}}{T} \dots\dots\dots (15)$$

なお、(15)式の \mathbf{S} を(9)式の \mathbf{S}_k とすれば、1 回のスイッチングにおけるスイッチング損失も求めることが可能である。

4. 解析方法の検証結果

本論文では、文献(1)の制御方式について解析を行った。文献(1)の方式は空間ベクトル変調方式を用いてスイッチングパターンを出力する方式であり、出力電圧特性の改善に注目してスイッチングパターンを生成するアルゴリズムとなっている。この方式を用いてマトリックスコンバータのシミュレーションを行い、瞬時空間ベクトル図を用いた解析結果を元に、選択ベクトルとスイッチング損失の評価を行う。ただし、マトリッ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。その他にも、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、マトリックスコンバータの LC フィルタは除外し、転流は理想転流とすることでシミュレーションを理想状態で行った。これにより、入

力フィルタ、電源インピーダンス、転流方式がシミュレーション結果に影響しない。また、妥当性を容易に検証するため、入出力の位相をある一点で固定したマトリックスコンバータの直流モデル⁽⁸⁾で解析する。

瞬時空間ベクトル図による解析は、表 2 のシミュレーション条件を用いて行う。まず指令ベクトルに対する選択ベクトルの配置とスイッチング回数を調べる。次に、スイッチング損失を(15)式を用いて計算する。さらに、文献(1)の方式を元に、選択ベクトルの移動経路、および選択ベクトルの移動順序を変更した場合のスイッチング回数を解析し、スイッチング損失を(15)式を用いて計算する。

〈4.1〉 選択ベクトルの配置

図 6 に表 2 のシミュレーション条件を用いた場合の解析結果を示す。瞬時空間ベクトル図中の●は瞬時ベクトル、○は選択ベクトルを表している。選択ベクトルに付随するアルファベクトルは各出力相に接続されている入力相を示している。解析結果より、文献(1)の方式では 4 つのベクトルが選択されており、出力電圧指令ベクトルに近い位置にあるベクトルが選択されているのを確認できる。一方、入力電流ベクトル図を見ると、指令ベクトルと選択ベクトルの距離は長いので、文献(1)の方式は、出力電圧特性を改善した方式であることがわかる。ここで、4 つの選択ベクトルの移動経路に着目すると、移動経路は STT から RTT に移動し、以下 RTS, RSS, RTS, RTT, STT と移動していることがわかった。このとき発生するスイッチング回数は 6 回となる。

次に、文献(1)の選択ベクトルを基準として、選択するベクトルを変更した場合の動作について考える。

図 7 に図 6 で選択されているベクトルのうち、ベクトル STT をベクトル STS に置き換えた場合の瞬時空間ベクトル図を示す。このときの移動経路は STS から RTT に移動し、以下 RTS, RSS, RTS, RTT, STS と移動している。また、このとき生じたスイッチング回数は 8 回となる。

表 3 に各選択ベクトルの移動経路と、スイッチング回数の関係を示す。表中の No.1-4 は文献(1)の制御方式によって選択されたベクトルのうち、移動順序を変化させた場合の結果である。また、No.5-8 は No.1-4 で選択しているベクトルのうち、ベクトル STT をベクトル STS に置き換え、移動順序を入れ替えた場合の結果である。表 3 より、選択するベクトルが異なるとスイッチング回数が増加することがわかる。また、同一のベクトルを選択した場合でも、移動経路が異なると、同様にスイッチング回数が増加する可能性がある。

図 8 に表 3 の No.1 と No.2 のスイッチングパターンを用いた u 相出力電圧、および r 相入力電流を示す。図 8 より、出力される電流や電圧は、スイッチングパターンによって異なっていることがわかる。シミュレーション条件より、今回の解析では直流入力、直流出力としているので、電流電圧波形は一定となる。

〈4.2〉 スwitching 損失の評価結果

図 9 に表 3 の各移動経路を用いたときの、提案するス

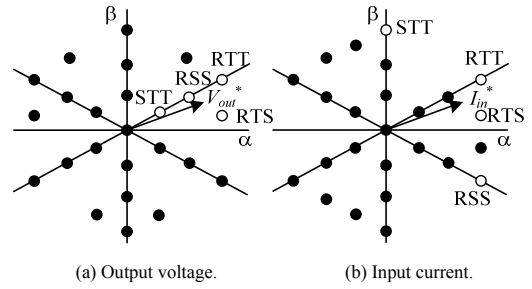


Fig. 6. Analysis results of output voltage (STT vector selected).

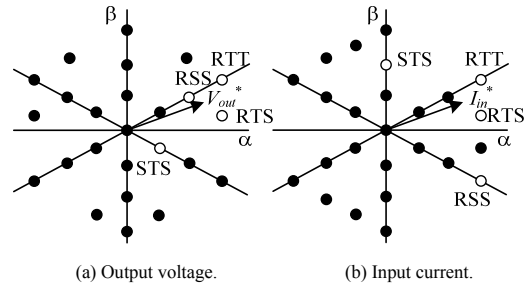


Fig. 7. Analysis results of output voltage (STS vector selected).

Table 3. The output order of selected vectors and switching times.

No.	The output order of selected vectors	Switching times
1	STT→RTT→RTS→RSS→RTS→RTT→STT	6
2	STT→RTS→RTT→RSS→RTT→RTS→STT	10
3	STT→RSS→RTS→RTT→RTS→RSS→STT	10
4	STT→RTS→RSS→RTT→RSS→RTS→STT	10
5	STS→RTT→RTS→RSS→RTS→RTT→STS	8
6	STS→RTS→RTT→RSS→RTT→RTS→STS	8
7	STS→RSS→RTS→RTT→RTS→RSS→STS	8
8	STS→RTS→RSS→RTT→RSS→RTS→STS	8

ッチング損失導出式と損失解析シミュレーションのスイッチング損失を示す。図中の横軸の番号は表 3 のベクトルの移動経路に対応している。図 9 より、提案するスイッチング損失導出式とシミュレーションによって得たスイッチング損失は一致し、提案した式によって計算されるスイッチング損失が妥当であることが確認できる。

次に、選択ベクトルの移動経路とスイッチング損失の関係を検討する。

図 10 に各選択ベクトルの移動経路とスイッチング回数、および(15)式により計算されるスイッチング損失の関係を示す。ただし、スイッチング損失は負荷電力で規格化している。また、図中の横軸の番号は表 3 の左端の番号に対応している。まず、No.1 と No.2 の結果を比較することで、選択ベクトルが同一でも移動経路が変化することに伴いスイッチング回数が増加することで、スイッチング損失は増加している。また、No.2 から No.4、および、No.5 から No.8 の結果より、スイッチング回数が同じでも移動経路が異なるとスイッチング損失は変化することがわかる。

以上より、マトリックスコンバータのスイッチング回数は単純にスイッチング損失に比例せず、移動経路（出力順番）や選択したベクトルを考慮して検討する必要があることがわかる。移動経路を工夫することによってスイッチング損失を低減できることがわかった。したがって、提案した式を用いて、マトリックスコンバータを制御するスイッチングパターンからスイッチング損失を得ることが可能であるといえる。

5. まとめ

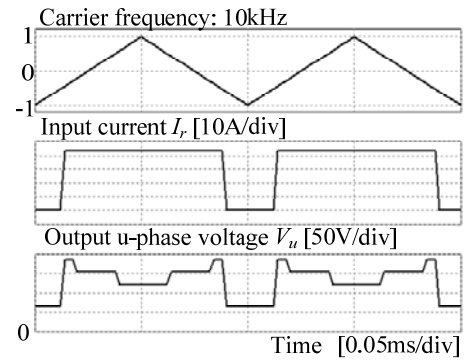
本論文では、マトリックスコンバータのスイッチングパターンを、瞬時空間ベクトル図を用いて解析した。同一のスイッチングパターンが選択されていたとしても、その出力する順番によってスイッチング回数が増えることを確認した。

さらに、スイッチングパターンからスイッチング損失を得る式を導出した。選択ベクトルの移動経路が変化する場合でもスイッチング損失を計算できることを確認した。したがって、スイッチングパターンからスイッチング損失の評価が行える。これにより、シミュレーションなどを行わずとも、スイッチングパターンからスイッチング損失について検討することが可能となる。

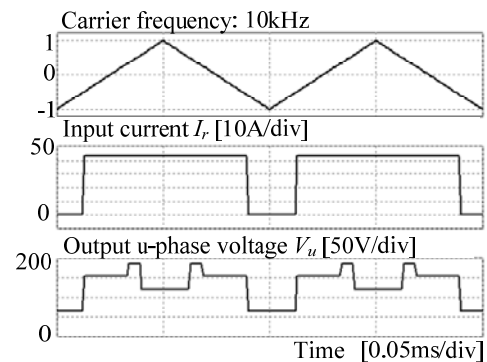
今後は、スイッチング損失が最小となるようにスイッチングパターンの最適化を行い、マトリックスコンバータを制御するアルゴリズムを検討する。

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) J. Haruna and J. Itoh: "A Consideration about Combination of Input / Output Control for a Matrix Converter using Generator and Motor", SPC-10-090 (2010)
- (9) 武良匠, 伊東淳一: 「瞬時空間ベクトル図を用いたマトリックスコンバータのスイッチング回数と選択ベクトルの検討」, 第20回電気学会東京支部新潟支所研究発表会, p19 (2010)



(a) Order of No.1.



(b) Order of No.2.

Fig. 8. Output voltage and input current waveforms.

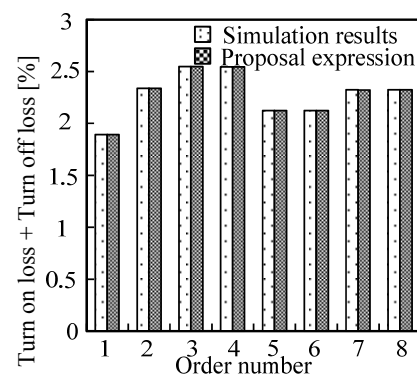


Fig. 9. Comparison between the switching losses expression and loss simulation results.

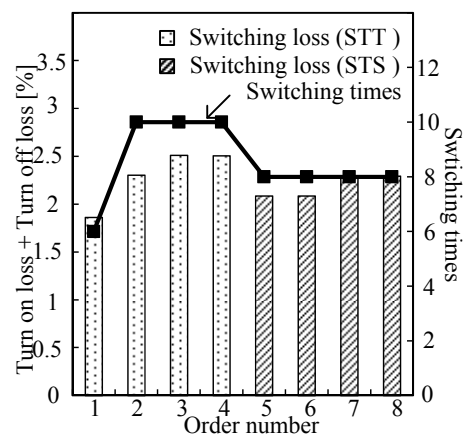


Fig. 10. Switching loss with switching times and output order of selected vectors.