

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パターンの可視化

学生員 春名 順之介* 正員 伊東 淳一*

Method for Visualizing Switching Patterns for a Matrix Converter Using Instantaneous Space Vector Diagrams

Junnosuke Haruna*, Student Member, Jun-ichi Itoh*, Member

This paper discusses the characteristics of a matrix converter determined using instantaneous space vector diagrams. Since 27 switching patterns are available for the matrix converter, 27 types of output voltages and input currents can be obtained. The instantaneous output voltages and input currents are plotted on an instantaneous output voltage diagram and an input current diagram, respectively. Then, the switching patterns of the matrix converter are visualized. From the instantaneous space vector diagrams, the output voltage ripple and input current ripple can be determined on the basis of the vector selected from among 27 instantaneous output voltage / input current vectors. In addition, the instantaneous space vector diagrams can be used to analyze the switching times.

In this study, six different of control methods for the matrix converter are evaluated by using instantaneous space vector diagrams and the total harmonic distortion of the output voltage and input current. The results lead to the conclusion that characteristics of the matrix converter can be effectively evaluated using the instantaneous space vector diagrams.

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

Keywords : matrix converter, instantaneous space vector diagrams, switching pattern

1. はじめに

近年, 直流リンク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⁽¹⁻¹⁰⁾. 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形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, 小形, 軽量, 高効率, 長寿命化を達成できる。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, 様々な用途へのマトリックスコンバータ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, 9-10), 制御アルゴリズムの簡単

化, スwitching回数の低減, 出力電圧特性の向上などの観点から様々な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itching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。加えて, 異なる制御アルゴリズムを用いても, 最終的に出力されるスitchingパターンにどのような差違が現れるかどうかは不明であり, 場合によっては異なるアプローチでも結局得られるスitchingパターンは同一である可能性も考えられる。

さらに, 出力電圧や入力電流のひずみに関する議論は個別に行われているが, 出力電圧の制御と入力電流の制御のどちらかを優先するかでスitchingパターンは異なる。各種スitchingパターンとマトリックスコンバータの入出力制御性能の関係は, 筆者らの知る限り明確な議論がされておらず, これらの解析は, マトリックスコンバータの

* 長岡技術科学大学
〒940-2188 新潟県長岡市上富岡町 1603-1
Nagaoka University of Technology
1603-1, Kamitomioka-cho, Nagaoka, Niigata 940-2188, Japan

制御方式を理解する一助となると共に、実際にどの制御方式を採用するかを検討する上で非常に有用であると考えられる。

そこで本論文では、各制御方式の性能を定性的に比較し、各制御方式の相違点を明確にすることを目的とし、瞬時空間ベクトル図を用いてマトリックスコンバータのスイッチングパターンを可視化する。瞬時空間ベクトル図上には、ある電源位相、負荷位相時におけるマトリックスコンバータの取り得るすべてのスイッチングパターンが瞬時出力電圧ベクトル、瞬時入力電流ベクトルとして現れ、出力電圧指令ベクトルと入力電流指令ベクトルに対して、スイッチングパターンに応じた瞬時出力電圧ベクトル、瞬時入力電流ベクトルが選択される。さらに、瞬時空間ベクトル図上の指令ベクトルとスイッチングパターンの位置関係と移動順序を検証することで、各制御方式の入出力特性やスイッチング回数が解析できる。従って、選択された瞬時出力電圧ベクトル、瞬時入力電流ベクトル、および、出力順番を比較することで、各制御方式の相違点が明確化できる。例えば、制御方式が異なっても全く同じベクトルが選択され、かつ出力順番も同じ場合、両者の制御特性は全く同一と判断できる。

本稿では、参考文献(1)から(6)までの制御方式に対して瞬時空間ベクトル図を用いたスイッチングパターンの検証を行う。同時に、各制御方式における出力電圧、入力電流のひずみ率を比較することで、瞬時空間ベクトル図の比較による定性的な検討と、ひずみ率の比較による定量的な評価の関係を示し、相関を示す。以上より、各制御方式の特徴について検討するとともに、瞬時空間ベクトル図の評価が妥当であることを確認する。

2. 瞬時空間ベクトル図によるスイッチングパターンの可視化

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。本稿では、系統電源と LC フィルタが接続される方を入力側とする。双方向スイッチは逆耐圧を有する逆阻止 IGBT を逆並列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。以上の構成により、マトリックスコンバータの出力電圧は入力電圧の PWM 制御により所望の振幅、周波数の電圧に制御され、同時に、入力電流は出力電流の PWM 制御と LC フィルタにより正弦波に制御される。

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)式で表現できる。ただし、 \cdot 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。

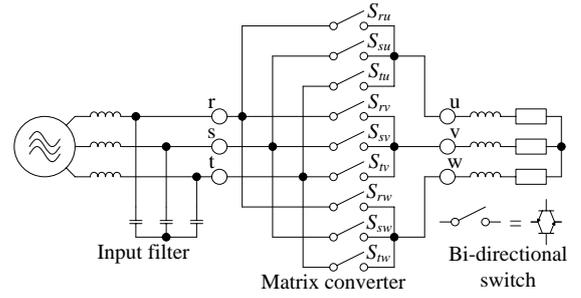
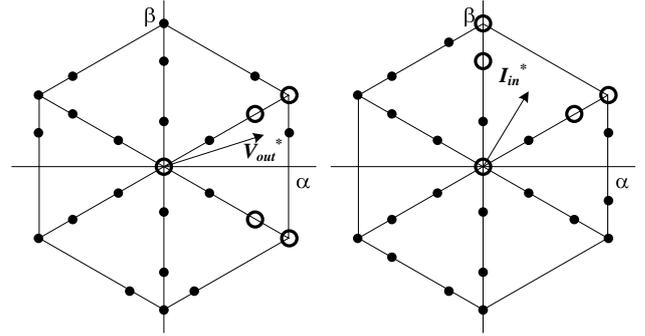


Fig. 1. Matrix converter.



(a) Output voltage.

(b) Input current.

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

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

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

(1)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。

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

ここでは電圧、電流の値を一定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。瞬時ベクトルは、六角形の頂点からゼロ点を通り、もう一方の頂点を結ぶ同一直線上を移動する単振動ベクトル(18通り)、ベクトル図中を正転あるいは逆転する回転ベクトル(6通り)、ゼロベクトル(3通り)の3種類に分類される。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。

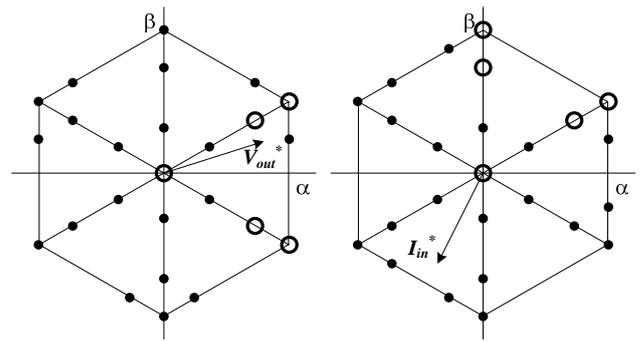
各制御方式によって生成されるスイッチングパターンは、瞬時空間ベクトル図上の選択ベクトルで表されるため、スイッチングパターンが可視化されたといえる。従って、同じ条件の下で各制御方式から生成されたスイッチングパターンを比較するには、瞬時空間ベクトル図上の選択ベクトルの位置を確認すればよい。

3. 瞬時空間ベクトル図による解析手順

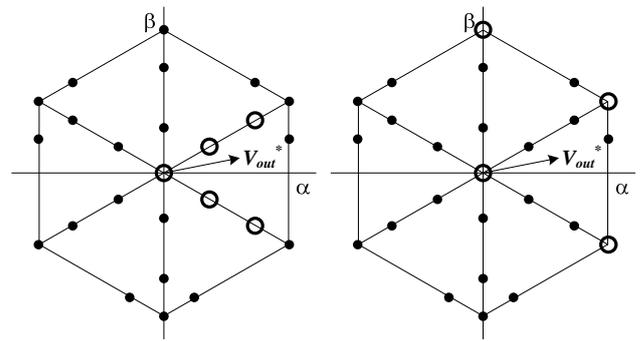
瞬時空間ベクトル図を用いることで、マトリックスコンバータの各制御方式を可視化するだけでなく、各制御方式の特徴や性能も評価可能となる。以下にその評価方法を示す。

〈3・1〉 入出力制御の可否判定

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



(a) Output voltage. (b) Input current (out of control).
Fig. 3. Instantaneous space vector diagrams of the matrix converter (out of control).



(a) Small ripple. (b) Large ripple.
Fig. 4. Relationship among reference vectors, selected vectors and Instantaneous ripple.

可能であり波形がひずむ。以上の判定を瞬時出力電圧ベクトル図、瞬時入力電流ベクトル図の両方で行うことで、入出力制御の可否判定ができる。例えば、図 2 の状態において、各指令ベクトルは各選択ベクトルに囲まれており、入出力の制御が可能であることがわかる。

図 3 に制御が不可能な場合の瞬時空間ベクトル図を示す。図 3(a)の瞬時出力電圧ベクトル図を見ると、選択ベクトル(O)からなる多角形の中に出力電圧指令ベクトル(→)が入っているため出力電圧の制御は可能であるが、(b)の瞬時入力電流ベクトル図では、選択ベクトル(O)からなる多角形内に入力電流指令ベクトル(→)がないため、入力電流制御ができず波形が大きくひずむ。

〈3・2〉 出力電圧、入力電流のリプル判定

マトリックスコンバータの出力電圧、入力電流は PWM 制御により合成されるため、瞬時的なリプルが発生する。これは前節で述べたとおり、指令ベクトルを表現するために選択ベクトルを時々刻々と切り替えているからである。ここで、選択ベクトルの移動に伴う状態変化量に着目すると、選択ベクトルと指令ベクトルが離れている場合は瞬時的な変化量が大きいため、リプルが大きくなる。リプルは出力電圧、入力電流の高調波に等しいため、入出力制御の精度向上のためには、指令ベクトルにより近いベクトルを選択する必要がある。選択ベクトルの多くは単振動ベクトルから選択されるため、 60° ごとに6個ある単振動ベクトルか

らなるセクタの一つに、指令ベクトルが配置されているとリップルが小さくなる。

図 4 に瞬時出力電圧ベクトル図における、選択ベクトルと指令ベクトルの位置とリップルの関係を示す。(a)では指令ベクトル(\rightarrow)に対して一つのセクタの中からベクトルが選択されている。さらに、選択ベクトルのベクトル長が指令ベクトル(\rightarrow)に近いベクトルが選択されている。一方、(b)では指令ベクトル(\rightarrow)に対して2つのセクタから選択ベクトルが使用されている。(a)と(b)の指令ベクトルに対する選択ベクトル同士の移動距離について考えると、(b)の方が移動距離は明らかに大きい。従って、(a)の方がリップルは小さく、出力電圧特性がよいといえる。

〈3.3〉 出力電圧ベクトルと入力電流ベクトルの関係

図 5 に瞬時出力電圧ベクトル図と入力電流ベクトル図の関係を示す。ただし、図 5 は瞬時空間ベクトル図の一部を抜き出した図である。図中の瞬時ベクトル(●)に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るかを示している。例えば、RRS というベクトルであれば、出力 u 相と v 相に入力 r 相が、出力 w 相には入力 s 相が接続された状態を表す。図 5 では、入出力制御が可能であり、かつ、出力電圧性能を向上するために、出力電圧指令ベクトルに対して近傍の瞬時ベクトルが選択されているものとする。図 5(a)の瞬時出力電圧ベクトル図と(b)の瞬時入力電流ベクトル図を比較すると、(a)の瞬時出力電圧ベクトル図ではリップルを最小限とするベクトルが選択されているが、(b)の瞬時入力電流ベクトル図では指令ベクトルに対して大きく離れたベクトルが選択されている。従って、出力電圧のリップルは小さくなるが、一方で、入力電流のリップルは大きくなる。

〈3.4〉 選択ベクトルの移動とスイッチング損失

指令ベクトルを表現する上では瞬時ベクトルの選択と移動は基本的に自由であるが、マトリクスコンバータのスイッチング損失を低減する観点から、選択ベクトル同士の移動にはなるべくスイッチング回数の少ない経路を選択することが望ましい。そこで、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し、各制御法の特徴とスイッチング回数を評価する。

図 6 に選択ベクトル同士の選択順序とスイッチング回数の関係の一例を示す。●は瞬時ベクトルを表し、瞬時ベクトルに付随するアルファベットは各ベクトルのスイッチング状態を表す。また、瞬時ベクトル同士を結ぶ矢印は各ベクトル間の移動経路を表し、矢印に付随する数字は移動に伴うスイッチング回数を表す。例えば、STT のベクトルから RSS のベクトルへ移動する場合はすべての相のスイッチが切り替わるため、スイッチング回数は 3 回となる。スイッチング回数が 1 回で移動できる経路は、図 6 中の 1 の経路とゼロベクトルからの移動のみである。ただし、ゼロベクトルから各ベクトルへ移動する場合は、3 種類のうちのどのゼロベクトルから移動するかによって、スイッチング回数

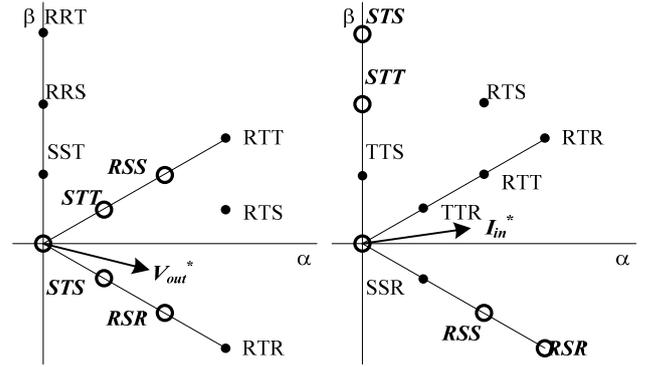


Fig. 5. Relationship between output voltage and input current.

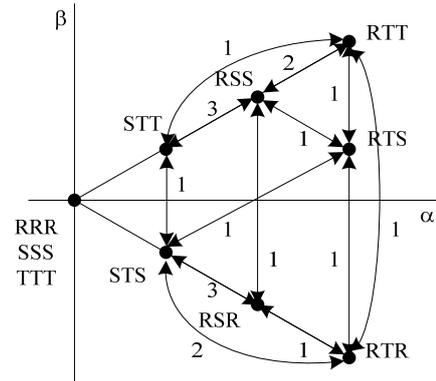


Fig. 6. Number of switching times between each space vectors.

Table 1. Simulation conditions.

Input voltage (line-to-line)	200V, 50Hz
Input power factor	1.0
Output voltage (line-to-line)	150V, 37.5Hz
V/f ratio	4
RL Load	3Ω, 10mH
Carrier frequency	10kHz
Commutation	Ideal commutation
Simulation time step	1.0×10 ⁻⁷

が変化する。以上より、選択ベクトル同士の移動に伴うスイッチング回数を計算することで、各制御方式のスイッチング回数が評価できる。

4. 評価結果

本章では、参考文献(1)から(6)までの制御方式を用いてマトリ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て制御特性を評価する。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、減衰係数の設定によって動作が大きく異なる。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ひずみは発生する。そこで、本稿では制御方式の違いのみに起因するひずみの違いを評価するために、マトリクスコンバータの LC フィルタを外し、転流方式を理想転流とした理想状態でシミュレーションを行う。これにより、入力フィルタや電源インピーダンス、転流方式がシミュレーシ

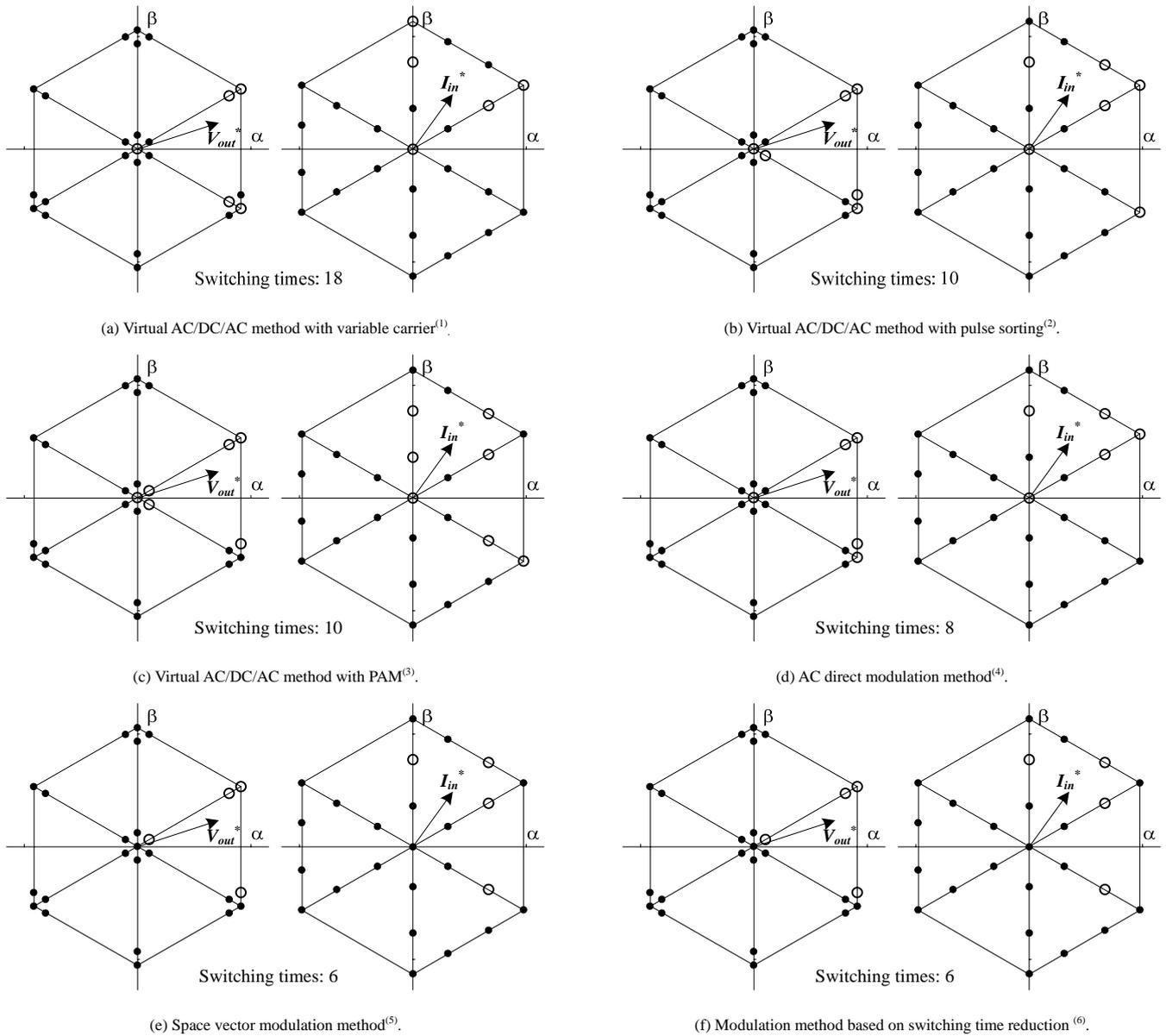


Fig. 7. Analysis results obtained using space vector diagrams.

ン結果に影響しない。表 1 にその他のシミュレーション条件を示す。表 1 では一例として、変調率(入力電圧と出力電圧の比)を 0.75 に設定している。これは、変調率が高い領域では、マトリックスコンバータの各制御方式によって、回転ベクトルや最大のベクトル長となる単振動ベクトルを積極的に利用するなど、各制御方式の入出力特性が顕著に表れるためである。同時に、出力電圧と入力電流の PWM 波形より周波数解析を行い、ひずみ率を測定する。以上より、瞬時空間ベクトル図による定性的な評価と、出力電圧、入力電流のひずみ率による定量的な評価を検証することで、本論文の有用性を検討する。

〈4・1〉 瞬時空間ベクトルによる解析結果

図 7 に表 1 の条件における各制御法の解析結果を示す。図 7 中のベクトル図は左側が瞬時出力電圧ベクトル図、右側が瞬時入力電流ベクトル図である。瞬時電圧ベクトル図

は入力線間電圧の振幅で、瞬時入力電流ベクトル図は出力電流の振幅で規格化している。それぞれのベクトル図において、瞬時ベクトルを●で、選択ベクトルを○で表す。また、Switching times は PWM1 周期におけるスイッチング回数の積算値を示す。図 7(a)から(f)はそれぞれ参考文献の(1)から(6)で提案されている制御方式である。それぞれの特徴を簡単にまとめると、(a)は変形キャリアを用いた仮想 AC/DC/AC 変換方式⁽¹⁾、(b)はスイッチング損失の低減のために、最大、中間、最小相に接続する順序を並べ替える仮想 AC/DC/AC 変換方式⁽²⁾、(c)は仮想整流器側で出力電圧の振幅を制御し、仮想インバータ側で周波数を制御する仮想 AC/DC/AC 変換方式⁽³⁾、(d)は入力電流の分配率に基づいて制御する直接 AC/AC 変換方式⁽⁴⁾、(e)は出力電圧特性を考慮した空間ベクトル変調方式⁽⁵⁾、(f)はスイッチング回数低減と出力電圧特性を考慮した AC/AC 直接変換方式⁽⁶⁾である。

(a)から(d)までの制御方法は同じ指令ベクトル(→)に対し

て異なるベクトルを選択しており、制御アルゴリズムだけでなく、発生しているスイッチングパターンも異なっていることがわかる。一方、(e)と(f)は全く同じベクトルが選択されており、この領域においては、全く同一の制御性能となる。このように、異なる制御アルゴリズムにおいても同じスイッチングパターンが選択される場合があることがわかる。なお、このシミュレーション条件では、(e)と(f)は同一のPWMを発生するが、例えば低電圧を出力するときには異なるベクトルを選択しており、すべての領域において同一のスイッチングパターンを選択しているわけではないことを確認している。

まず、瞬時出力電圧ベクトルについて着目する。瞬時空間ベクトル図の評価方法は3.2節で述べたとおり、瞬時空間ベクトル図中の指令ベクトルの先端と選択ベクトルの先端との距離により行う。指令ベクトルを囲む選択ベクトルの距離が短いと、選択ベクトルの移動に伴う状態変化量が小さくなり、リップルが小さくなる。図7においては、どの方式も指令ベクトルを囲む60°ごとのセクタの一つからベクトルが選択されており、出力電圧リップルが小さくなるベクトルを選択しているのがわかる。(a)の方式では、回転ベクトルを選択していないが、その他の方式では、回転ベクトルを選択している。(b)から(f)の方式で選択されている回転ベクトルは、(a)で選択されている各単振動ベクトル(α 軸を基準に-30°の方向に位置するベクトル)よりも、指令値からの距離が短い。従って、(b)から(f)の方式は(a)の方式より出力電圧リップルは小さくなる。また、(b)と(d)の方式で選択されている単振動ベクトル(-30°方向に位置し、最も大きいベクトル)は、(c)、(e)、(f)の方式では選択していない。よって、単振動ベクトルへの移動に伴う電圧変動を低減でき、結果的に(c)、(e)、(f)の方式は出力電圧リップルを低減できる。最後に、(c)の方式と、(e)、(f)の方式を比較すると、(e)、(f)の方式は-30°のすべての単振動ベクトルとゼロベクトルを使用しない。この結果、(e)、(f)の方式は選択されたベクトルの先端で作る多角形が最も小さくなり、出力電圧リップルは最も小さくなる。

次に、スイッチングの順序と回数について着目すると、(b)から(f)の方式では、ベクトルの移動時にスイッチング回数がすべて1回となるベクトルを選択しているのが確認できる。一方、(a)の方式では、ゼロベクトル出力中にすべてのスイッチを切り替えてゼロベクトルを出力しており、スイッチング回数が他の方式より多い。これは、(a)の方式が変形キャリアを用いており、等価的なスイッチング周波数が2倍となり、ゼロベクトル期間が多く発生するためである。

最後に、瞬時入力電流ベクトル図についてみると、(a)の方式では、選択ベクトル(O)は一つのセクタ内の単振動ベクトルのみから構成されているため、入力電流リップルが小さく考えられる。(d)の方式も一つのセクタからベクトルが選択されているが、回転ベクトルが選択されているため、回転ベクトルがないセクタに指令ベクトルが存在するときは、リップルが大きくなる考えられる。その他の方式

Table 2. Evaluation results for the six control methods on the basis of space vector diagrams.

Output voltage ripple	(e),(f) < (c) < (d),(b) < (a)
Switching number	(e),(f) < (d) < (b),(c) < (a)
Input current ripple	(a) < (d) < (b),(c),(e),(f)

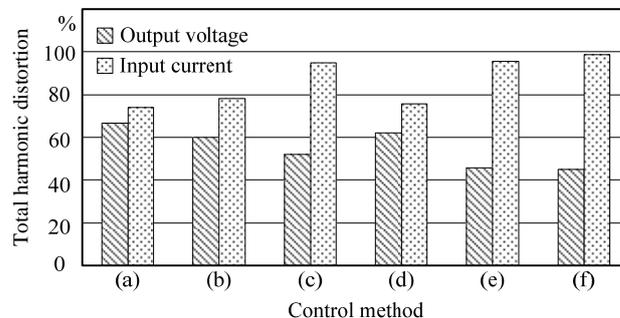


Fig. 8. Total harmonic distortion of output voltage and input current.

では、2つのセクタからベクトルが選択されているため、入力電流リップルが大きい。

表2に瞬時空間ベクトル図より得られた各制御方式の特徴をまとめる。表2より、(e)と(f)の方式がスイッチング回数、出力電圧特性がよく、(a)と(d)の方式が入力電流特性がよいといえる。

〈4・2〉 ひずみ率による定量的評価

4.1節において、瞬時空間ベクトル図を用いたスイッチングパターンの定性的評価を行った。本節では出力電圧、入力電流のひずみ率を用いて各制御方式の定量的な評価を行い、瞬時空間ベクトル図の評価結果と比較し、瞬時空間ベクトル図による評価方法の妥当性を検討する。

図8に各制御方式の出力電圧ひずみと入力電流ひずみを示す。各ひずみ率は入力電流および出力電圧のPWM波形をフーリエ変換し、スイッチング周波数の8倍までで計算した。この結果、(f)の出力電圧ひずみが小さく、次いで、(e)、(c)、(b)、(d)、(a)の順となることがわかった。一方、入力電流ひずみは、(a)の方式が一番小さく、次いで、(d)、(b)、(c)、(e)、(f)の順となる。以上より、出力電圧ひずみと入力電流ひずみはトレードオフの関係であるのが確認できる。また、表2に示す瞬時空間ベクトル図の評価結果と一致する。これは定量的な評価と定性的な評価が一致することを意味しており、瞬時空間ベクトル図による評価が妥当であることを示している。

これまでの評価の結果より、マトリックスコンバータの各制御法とその用途について考察する。マトリックスコンバータは出力電圧特性と入力電流特性はトレードオフを持つため、目的によって制御方式を使い分けることが重要である。例えば、出力電圧精度を要求されるモータ制御などの用途では(e)や(f)の方式が有効と思われる。また、入力高調波特性を優先する用途では(a)の方式が有効であると考えられる。

5. まとめ

本論文では、マトリックスコンバータの各制御方式により出力されるスイッチングパターンを瞬時空間ベクトル図により可視化することで、マトリックスコンバータの各制御方式を視覚的に評価する方式について検討した。

瞬時空間ベクトル図を用いることで、各制御方式が制御可能であるかの判定、出力電圧、入力電流特性、スイッチング回数が評価可能となり、これらの評価はこれまで行われてきた出力電圧、入力電流のひずみ率による定量的な評価と一致した。瞬時空間ベクトル図による各制御方式の評価を6種類の制御方式に適用して各制御方式が持つ特徴を評価し、各制御方式に適した用途についても言及した。以上より、瞬時空間ベクトル図によるスイッチングパターンの評価はマトリックスコンバータの制御方式を解析する手段として有用であると考えられる。

(平成●●年●月●日受付, 平成●●年●月●日再受付)

文 献

- (1) 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)
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」, 電学論 D, Vol.124, No.5, pp.457-463 (2004)
- (2) J. Itoh, H. Kodachi, A. Odaka, I. Sato, H. Ohguchi and H. Umda: "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)
伊東淳一・小太刀博和・小高章弘・佐藤以久也・大口英樹・海田英俊: 「パルスパターンに着目した仮想 AC/DC/AC 変換方式によるマトリックスコンバータの高性能化」, 平成 16 年電気学会産業応用部門大会, pp.I-303-I-308 (2004)
- (3) 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", IEEJ Trans., Vol.126-D, No.9, pp.1185-1192 (2006)
小高章弘・佐藤以久也・大口英樹・玉井康寛・美根宏則・伊東淳一: 「仮想 AC/DC/AC 変換方式に基づいたマトリックスコンバータの PAM 制御法」, 電学論 D, Vol.126, No.9, pp.1185-1192 (2006)
- (4) J. Oyama, X. Xia, T. Higuchi, K. Kuroki, E. Yamada and T. Koga: "VVVF On-line Control of Matrix Converter", IEEJ Trans., Vol.116-D, No.6, pp.644-651 (1996)
小山純・夏曉戒・樋口剛・黒木恒二・山田英二・古賀高志: 「PWM サイクロコンバータの VVVF オンライン制御」, 電学論 D, Vol.116, No.6, pp.644-651 (1996)
- (5) Y. Tadano, S. Hamada, S. Urushibata, M. Nomura, Y. Sato and M. Ishida: "A Space Vector Modulation Scheme for Matrix Converter that Gives Top Priority to the Improvement of the Output Control Performance", IEEJ Trans., Vol.128-D, No.5, pp.631-641 (2008)
只野裕吾・濱田鎮教・漆畑正太・野村昌克・佐藤之彦・石田宗秋: 「出力制御性能の向上に着目したマトリックスコンバータの空間ベクトル変調法」, 電学論 D, Vol.128, No.5, pp.631-641 (2008)
- (6) T. Takeshita and Y. Andou: "PWM Control of Three-Phase to Three-Phase Matrix Converters for Reducing a Number of Commutations", IEEJ Trans., Vol.127-D, No.8, pp.805-812 (2007)
竹下隆晴・安藤雄介: 「三相/三相マトリックスコンバータの転流回数低減 PWM 制御」, 電学論 D, Vol.127, No.8, pp.805-812 (2007)
- (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)

春名順之介・伊東淳一: 「瞬時空間ベクトルによるマトリックスコンバータのスイッチングパターンの比較」, 平成 18 年電気学会産業応用部門大会, pp.I-201-I-204 (2006)

- (8) J. Itoh and K. Fujita: "An Analysis Method of AC-AC Direct Converters by Using Switch Matrix", IEEJ Trans., Vol.119-D, No.3, pp.351-358 (1999)
伊東淳一・藤田光悦: 「スイッチマトリックスを用いた AC-AC 直接変換回路の解析法」, 電学論 D, Vol.119, No.3, pp.351-358 (1999)
- (9) J. Itoh, A. Odaka, I. Sato, H. Ohguchi and N. Eguchi: "A Comparison of PWM Pattern for Matrix Converter", IEEJ Trans., Vol.126-D, No.9, pp.1178-1184 (2006)
伊東淳一・小高章弘・佐藤以久也・大口英樹・江口直也: 「マトリックスコンバータにおける PWM パターンの比較」, 電学論 D, Vol.126, No.9, pp.1178-1184 (2006)
- (10) H. Hara, E. Yamamoto, M. Zenke, J. Kang and T. Kume: "An Improvement of Output Voltage Control Performance for Low Voltage Region of Matrix Converter", JIASC IEEJ, pp.I-313-I-316 (2004)
原英則・山本栄治・善家充彦・姜俊求・久米常生: 「低電圧領域におけるマトリックスコンバータの電圧改善の一方策」, 平成 16 年電気学会産業応用部門大会, pp.I-313-I-316 (2004)

春名順之介 (学生員) 1983年7月6日生。2006年3月



長岡技術科学大学電気電子情報工学課程卒業。2008年3月同大学大学院工学研究科修士課程電気電子情報工学専攻修了。同年4月博士後期課程エネルギー・環境工学専攻に進学。主に電力変換回路に関する研究に従事。

伊東淳一 (正員) 1972年生。1996年3月長岡技術科学



大学大学院工学研究科修士課程修了。同年4月、富士電機(株)入社。2004年4月長岡技術科学大学電気系准教授。現在に至る。主に電力変換回路、電動機制御の研究に従事。博士(工学)(長岡技術科学大学)。2007年第63回電気学術振興賞進歩賞受賞。IEEE 会員。