Improvement of Pulse Pattern for Space Vector Modulated Matrix Converters

Kichiro Yamamoto Member (Kagoshima University)

Katsuji Shinohara Member (Kagoshima University)

Tatsuya Mori Student Member (Kagoshima University)

Keywords: matrix converter, space vector modulation, pulse pattern

Novel modulation which consists of conventional space vector modulation (SVM) and carrier signal modulation for matrix converters is proposed.

Conventional indirect SVM for matrix converters decides duties of d_γ and d_δ for rectifying stage and duties of d_α , d_β and d_0 for inverting stage. And then, the duties are combined to generate new duties for the entire matrix converter by products of the corresponding duties. Moreover, the switching pattern for the entire matrix converter is decided by the phases of input voltage vector and output voltage command vector and the duties for the matrix converter.

Proposed novel SVM calculates duties d_{minX} , d_{midX} and d_{maxX} , where d_{minX} is a duty for the switch between the input phase whose phase voltage is minimum value and the output phase X , d_{midX} a duty for the switch between the input phase whose phase voltage is medium and X and d_{maxX} a duty for the switch between the input phase whose phase voltage is maximum and X . The subscript X is u or v or w , where u , v and w stand for the output phases.

The duties d_{minX} , d_{midX} and d_{maxX} are compared to the triangle carrier (Fig. 1) and the switching pattern for the matrix converter is decided. The pattern generated by proposed SVM has the following features;

- Zero output voltage vector is realized by connecting all of output phases to the input phase voltage with medium value.
- Only one of the output phases is switched for an output voltage pattern change.
- The switching numbers within a sampling period are eight.
- There is no switching between the input phase voltage with minimum value and the voltage with maximum value.
- Zero output voltage is not used when the output phase voltage command is higher value and the maximum input line to line voltage is not used when the voltage command is lower value.

Conventional and proposed SVM were compared by the simulation program PSIM and conditions and parameters for the simulation are listed in Table 1. Figures 2 and 3 show simulated waveforms of output line to line voltage. From the figures, it is clear that proposed SVM does not use zero output voltage when the output phase voltage command is higher value and does not use the maximum input line to line voltage (dashed line) when the voltage command

is lower value. Figures 4 and 5 demonstrate frequency spectra for each waveform in Figs. 2 and 3. Proposed SVM can reduce the harmonic components except around carrier frequency.

Table 1. Specification for simulation

Input voltage	200V/60Hz
Output voltage reference	173V/30Hz, 50V/30Hz
Input filter	$L=0.15\text{mH}$, $C=25\mu\text{F}$
Carrier frequency	10kHz
Load	5Ω , 20mH

Fig. 2. Output line to line voltage waveforms (conventional SVM)

Fig. 3. Output line to line voltage waveforms (proposed SVM)

Fig. 4. Frequency spectra of output line to line voltage (conventional SVM)

Fig. 5. Frequency spectra of output line to line voltage (proposed SVM)

Fig. 1. Method of PWM pattern generation

マトリックスコンバータの空間ベクトル変調における パルスパターンの改善

正 員 山本 吉朗* 正 員 篠原 勝次*
学生員 森 辰也*

Improvement of Pulse Pattern for Space Vector Modulated Matrix Converters

Kichiro Yamamoto*, Member, Katsuji Shinohara*, Member, Tatsuya Mori*, Student Member

Novel modulation which consists of conventional space vector modulation (SVM) based on a virtual AC/DC/AC conversion and carrier signal modulation for matrix converters is proposed. In this proposed modulation, duties for the switching pattern decided by conventional SVM are changed into those for each switch of matrix converter. The new duties for each output phase are compared with the triangle carrier. By using proposed modulation, switchings between the input phase voltage with minimum value and the voltage with maximum value are eliminated.

In this paper, the conventional SVM and proposed modulation are explained. Next, for both conventional and proposed modulations waveforms of input current, output voltage and output current and their frequency spectra are calculated by PSIM simulation program. Simulation results show the proposed modulation can reduce harmonics of output voltage waveforms.

キーワード：マトリックスコンバータ，空間ベクトル変調，パルスパターン

Keywords: matrix converter, space vector modulation, pulse pattern

1. まえがき

マトリックスコンバータは，商用交流電圧を振幅可変，周波数可変の交流電圧に直接変換する回路であり，従来の整流回路-インバータシステムに比べて，EMI，効率，変換器の体積等の点において優れていることから盛んに研究が行われている。マトリックスコンバータの変調法として，出力電圧指令と入力電流指令に基づきマトリックスコンバータの9つのスイッチのPWMパターンを直接発生させる直接AC/AC変調方式⁽¹⁾，およびマトリックスコンバータを仮想的に電流形PWM整流回路と電圧形PWMインバータの組み合わせとして制御し，最終的にマトリックスコンバータのスイッチに合わせて合成する仮想AC/DC/AC変調方式⁽²⁾がある。後者における問題点として，仮想インバータにおいて零電圧ベクトルとなるスイッチングパターンを形成した場合，仮想整流器において，そのスイッチング状態に関わらず全入力相の電流が流れなくなり，入力電流波形に歪みが発生することがあげられる。文献(2)では，仮想インバータ側のキャリアを変形することでこの問題を解決し

ている。またこの問題を解決するのに，仮想整流回路とインバータの制御に空間ベクトル変調を用いる方法が提案されている^{(3)~(5)}。さらに仮想AC/DC/AC変調方式に関して，変調率が低い場合において入力最大の線間電圧を用いずにPWM変調を行うことで，出力電圧の高調波を低減させる方式も提案されている⁽⁶⁾。

本論文では，仮想AC/DC/AC変調方式における仮想整流器および仮想インバータを空間ベクトル変調(SVM)によって制御する方式^{(3)~(5)}に関して，キャリア周期における出力相電圧のパルスパターンを改善する方式を提案する。提案の変調法は，マトリックスコンバータの空間ベクトル変調によって求められた出力パターンのデューティをマトリックスコンバータ各スイッチのデューティへと変換し，それを出力相ごとにキャリア比較⁽⁷⁾することによって最終的なスイッチングパターンを決定するものである。

以下では，まず従来の空間ベクトル変調の概要を述べた後，提案の変調法について説明する。次に，シミュレーションにより，従来の空間ベクトル変調と提案の空間ベクトル変調の出力電圧波形を比較し，提案の空間ベクトル変調が従来法に比べて高調波を抑制できることを示す⁽⁸⁾。

2. 従来の空間ベクトル変調⁽³⁾⁽⁴⁾

〈2・1〉 マトリックスコンバータの空間ベクトル 本

* 鹿児島大学工学部電気電子工学科
〒890-0065 鹿児島市郡元 1-21-40
Dep. of E. and E. Eng., Kagoshima University
1-21-40, Korimoto, Kagoshima 890-0065

Fig. 1. Matrix converter

Fig. 2. AC/DC/AC converter

章では、文献(3)(4)を参考にして、従来の空間ベクトル変調について説明する。

Fig. 1 にマトリックスコンバータを示す。これを Fig. 2 に示す仮想整流器-インバータに置き換えて考える。仮想整流器は入力電流を入力側から見て力率 1 の正弦波電流に制御する。一方、仮想インバータは出力電圧の振幅と位相を制御する。マトリックスコンバータの入力側の電圧、電流、出力側の電圧、電流の空間ベクトル表現は以下ようになる。

$$\underline{E}_{in} = \frac{2}{3}(e_R + e_S e^{j(2\pi/3)} + e_T e^{j(4\pi/3)}) \dots\dots\dots (1)$$

$$\underline{I}_{in} = \frac{2}{3}(i_R + i_S e^{j(2\pi/3)} + i_T e^{j(4\pi/3)}) \dots\dots\dots (2)$$

$$\underline{E}_{out} = \frac{2}{3}(e_U + e_V e^{j(2\pi/3)} + e_W e^{j(4\pi/3)}) \dots\dots\dots (3)$$

$$\underline{I}_{out} = \frac{2}{3}(i_U + i_V e^{j(2\pi/3)} + i_W e^{j(4\pi/3)}) \dots\dots\dots (4)$$

ここで、 $\underline{E}_{in}$ は入力相電圧に対する空間ベクトル表現、 $\underline{I}_{in}$ は入力電流に対する空間ベクトル表現、 $\underline{E}_{out}$ は出力相電圧に対する空間ベクトル表現、 $\underline{I}_{out}$ は出力電流に対する空間ベクトル表現である。

Fig. 3 に入力電流指令ベクトルとその分配について示す。仮想整流器側の空間ベクトルでは、入力側の力率を 1 にするため入力電流指令ベクトル $\underline{I}_{in}^*$ を入力電圧ベクトル $\underline{E}_{in}$ と同相となるように制御する $\underline{I}_{in}^*$ が存在するセクタにおいて $\underline{I}_{in}^*$ よりも遅れた位置にある成分を $d_\gamma I_\gamma$ 、進んだ位置にある成分を $d_\delta I_\delta$ としている。このデューティは次式で表される。

$$d_\gamma = m_c \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_{in}^*\right) \dots\dots\dots (5)$$

Fig. 3. Input current reference vector

Fig. 4. Output voltage reference vector

Table 1. Combination of rectifier side duties and inverter side duties

rectifier	d_γ		d_δ	d_0	
inverter	d_α	d_β		d_0	
combination	$d_{\gamma\alpha}$	$d_{\gamma\beta}$	$d_{\delta\beta}$	$d_{\delta\alpha}$	d_0

$$d_\delta = m_c \sin(\theta_{in}^*) \dots\dots\dots (6)$$

ここで、仮想直流リンク電圧を e_{dc} とすれば $m_c (= 2e_{dc}/(3|\underline{E}_{in}|))$ と書ける。仮想インバータにおいては、Fig. 4 の出力電圧指令ベクトル $\underline{E}_{out}^*$ を制御する。この場合も $\underline{E}_{out}^*$ が存在するセクタにおいて $\underline{E}_{out}^*$ より遅れた位置にある成分を $d_\alpha E_\alpha$ 、進んだ位置にある成分を $d_\beta E_\beta$ としている。出力電圧振幅の制御は次式の $m_I (= \sqrt{3}|\underline{E}_{out}^*|/e_{dc})$ を制御することによって行われる。

$$d_\alpha = m_I \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_{out}^*\right) \dots\dots\dots (7)$$

$$d_\beta = m_I \sin(\theta_{out}^*) \dots\dots\dots (8)$$

Table 1 に示すように、仮想整流器および仮想インバータで求められた(5)~(8)式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各区間のデューティが得られる。これらを以下に示す。

$$d_{\gamma\alpha} = d_\gamma d_\alpha = \frac{2 \cdot |\underline{E}_{out}^*|}{\sqrt{3} \cdot |\underline{E}_{in}|} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_{in}^*\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_{out}^*\right) \dots\dots\dots (9)$$

$$d_{\gamma\beta} = d_\gamma d_\beta = \frac{2 \cdot |\underline{E}_{out}^*|}{\sqrt{3} \cdot |\underline{E}_{in}|} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_{in}^*\right) \cdot \sin(\theta_{out}^*) \dots\dots\dots (10)$$

Table 2. Switching of the conventional space vector modulation ⁽³⁾

Rec ↓Inv	Sector 0				Sector I				Sector II				Sector III				Sector IV				Sector V			
	$d_{\gamma\alpha}$	$d_{\gamma\beta}$	$d_{\delta\alpha}$	$d_{\delta\beta}$	$d_{\gamma\alpha}$	$d_{\gamma\beta}$	$d_{\delta\alpha}$	$d_{\delta\beta}$	$d_{\gamma\alpha}$	$d_{\gamma\beta}$	$d_{\delta\alpha}$	$d_{\delta\beta}$	$d_{\gamma\alpha}$	$d_{\gamma\beta}$	$d_{\delta\alpha}$	$d_{\delta\beta}$	$d_{\gamma\alpha}$	$d_{\gamma\beta}$	$d_{\delta\alpha}$	$d_{\delta\beta}$	$d_{\gamma\alpha}$	$d_{\gamma\beta}$	$d_{\delta\alpha}$	$d_{\delta\beta}$
0	TSS	TTS	RSS	RRS	RSS	RRS	RTT	RRT	RTT	RRT	STT	SST	STT	SST	SRR	SSR	SRR	SSR	TRR	TTR	TRR	TTR	TSS	TTS
I	TTS	STS	RRS	SRS	RRS	SRS	RRT	TRT	RRT	TRT	SST	TST	SST	TST	SSR	RSS	SSR	RSS	TTR	RTT	TTR	RTT	STS	STT
II	STS	STT	SRS	SSR	SSR	SRR	TRT	TRR	TRT	TRR	TSS	TST	TSS	TST	RSS	RSS	RSS	RSS	TRT	RTT	TRT	RTT	STS	STT
III	STT	SST	SRR	SSR	SRR	SSR	TRR	TTR	TRR	TTR	TSS	TTS	TSS	TTS	RSS	RSS	RSS	RSS	RTT	RRT	RTT	RRT	STS	STT
IV	SST	TST	SSR	RSS	SSR	RSS	TTR	RTT	TTR	RTT	TTS	STS	TTS	STS	RSS	SRS	RSS	SRS	RRT	TRT	RRT	TRT	SST	TST
V	TST	TSS	RSR	RSS	RSR	RSS	RTR	RTT	RTR	RTT	STS	STT	STS	STT	SRS	SRR	SRS	SRR	TRT	TRR	TRT	TRR	TST	TSS

$$d_{\delta\alpha} = d_{\delta}d_{\alpha} = \frac{2 \cdot |E_{out}^*|}{\sqrt{3} \cdot |E_{in}|} \cdot \sin(\theta_{in}^*) \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_{out}^*\right) \dots\dots\dots (11)$$

$$d_{\delta\beta} = d_{\delta}d_{\beta} = \frac{2 \cdot |E_{out}^*|}{\sqrt{3} \cdot |E_{in}|} \cdot \sin(\theta_{in}^*) \cdot \sin(\theta_{out}^*) \dots\dots\dots (12)$$

$$d_0 = 1 - d_{\gamma\alpha} - d_{\gamma\beta} - d_{\delta\alpha} - d_{\delta\beta} \dots\dots\dots (13)$$

入力電流指令ベクトルおよび出力電圧指令ベクトルが存在するセクタに対応したデューティと出力側に接続される入力電圧（出力パターン）は Table 2 ⁽³⁾ となる。この3つ並ぶアルファベットのうち、左側にあるものは出力 U 相に接続される入力相を、中央にあるものは出力 V 相に接続される入力相を、右側にあるものは出力 W 相に接続される入力相を表す。例えば、RSS は出力 U , V , W 相がそれぞれ入力 R , S , S 相に接続されることを表している。

入力電流指令ベクトルおよび出力電圧指令ベクトルのセクタに対応するパターンは Table 2 のように決定されるが、実際にはこれらのパターンをキャリア周期間に配置する必要がある。ここで、スイッチングに関して、以下のような2つの規則がある。

規則 1: コモンモード電圧を減少させるため、零電圧ベクトルは入力中間相で実現する。

規則 2: スwitching 損失削減のため、1 回のパターン変化に対して出力 3 相のうちの 1 相のみ接続する入力相を切り替える。

これらの規則から、スイッチング順序は入力電流指令ベクトルのセクタ番号 (Fig. 3 参照) と出力電圧指令ベクトルのセクタ番号 (Fig. 4 参照) の和が奇数か偶数かによって、また θ_{in}^* が $\pi/6$ より大きい小さいかによって異なる以下、これについて説明する。

〈2・2〉 入力電流指令ベクトルが奇数セクタ (Fig. 5(a))
 にある場合のスイッチングパターン 入力最大相電圧は正、入力中間相電圧および入力最小相電圧は負となる。このため、零ベクトル発生に用いる入力中間相は仮想直流リンク電圧の負側に接続されることになる。このとき出力側の零ベクトルは (000) となる。したがって、規則 2 から零ベクトルの前後のベクトルは Fig. 6 において 0 を 2 つかつ 1 を 1 つ含むベクトルでなければならない。これらのベクトルは、出力電圧指令ベクトルが奇数セクタにある場合だとデューティが d_{β} のベクトル (Fig. 6(a))、偶数セクタにあ

Fig. 5. Input current reference vectors

Fig. 6. Output voltage reference vectors

る場合だとデューティ d_{α} のベクトル (Fig. 6(b)) となる。今、入力電流指令ベクトルが奇数セクタ I (Fig. 5(a)) で出力電圧指令ベクトルが奇数セクタ I (Fig. 6(a)) にある場合、 $e_R > 0 > e_T > e_S$ ($\theta_{in}^* < \pi/6$) であるので、出力ベクトルは (010) を (TRT) または (SRS) で、(110) を (RRT) または (RRS) で実現することになる。出力の零ベクトルは中間相電圧で実現するので (000) を (TTT) で実現する。1 回のパターン変化で出力 1 相のみの入力相を切り替えるのでキャリア周期におけるスイッチング順序は以下になる。

$$d_0 \rightarrow d_{\delta\beta} \rightarrow d_{\delta\alpha} \rightarrow d_{\gamma\alpha} \rightarrow d_{\gamma\beta} \quad \left(\theta_{in}^* < \frac{\pi}{6}\right) \\ (TTT) \quad (TRT) \quad (RRT) \quad (RRS) \quad (SRS) \dots\dots\dots (14)$$

これが $e_R > 0 > e_S > e_T$ ($\theta_{in}^* > \pi/6$) の場合だと、入力中間相が S になるので出力電圧の零ベクトル (000) を (SSS) で実現する。この場合のスイッチング順序は以下になる。

$$d_{\delta\beta} \rightarrow d_{\delta\alpha} \rightarrow d_{\gamma\alpha} \rightarrow d_{\gamma\beta} \rightarrow d_0 \quad \left(\theta_{in}^* > \frac{\pi}{6}\right) \\ (TRT) \quad (RRT) \quad (RRS) \quad (SRS) \quad (SSS) \dots\dots\dots (15)$$

同様に、入力電流指令ベクトルが奇数セクタ I (Fig. 5(a))

で出力電圧指令ベクトルが偶数セクタ 0 (Fig. 6(b)) にある場合、入力側は $e_R > 0 > e_T > e_S (\theta_{in}^* < \pi/6)$ であるので、1 回のパターン変化で出力 1 相のみの入力相を切り替えるときキャリア周期におけるスイッチング順序は以下のようになる。

$$\begin{array}{ccccccccc} d_0 & \rightarrow & d_{\delta\alpha} & \rightarrow & d_{\delta\beta} & \rightarrow & d_{\gamma\beta} & \rightarrow & d_{\gamma\alpha} \\ (TTT) & (RTT) & (RRT) & (RRS) & (RSS) & & & & \end{array} \quad \left(\theta_{in}^* < \frac{\pi}{6} \right) \quad \dots\dots\dots (16)$$

これが $e_R > 0 > e_S > e_T (\theta_{in}^* > \pi/6)$ の場合だと、この場合のスイッチング順序は以下のようになる。

$$\begin{array}{ccccccccc} d_{\delta\alpha} & \rightarrow & d_{\delta\beta} & \rightarrow & d_{\gamma\beta} & \rightarrow & d_{\gamma\alpha} & \rightarrow & d_0 \\ (RTT) & (RRT) & (RRS) & (RSS) & (SSS) & & & & \end{array} \quad \left(\theta_{in}^* > \frac{\pi}{6} \right) \quad \dots\dots\dots (17)$$

〈2・3〉 入力電流指令ベクトルが偶数セクタ (Fig. 5(b)) にある場合のスイッチングパターン 入力電流指令ベクトルが奇数セクタにある場合と同様に偶数セクタ 0 にある場合 Fig. 5(b) のスイッチング順序を求めると以下のようになる。

出力電圧指令ベクトルが奇数セクタ I (Fig. 6(a)) にある場合

$$\begin{array}{ccccccccc} d_0 & \rightarrow & d_{\delta\alpha} & \rightarrow & d_{\delta\beta} & \rightarrow & d_{\gamma\beta} & \rightarrow & d_{\gamma\alpha} \\ (RRR) & (RRS) & (SRS) & (STS) & (TTS) & & & & \end{array} \quad \left(\theta_{in}^* < \frac{\pi}{6} \right) \quad \dots\dots\dots (18)$$

$$\begin{array}{ccccccccc} d_{\delta\alpha} & \rightarrow & d_{\delta\beta} & \rightarrow & d_{\gamma\beta} & \rightarrow & d_{\gamma\alpha} & \rightarrow & d_0 \\ (RRS) & (SRS) & (STS) & (TTS) & (TTT) & & & & \end{array} \quad \left(\theta_{in}^* > \frac{\pi}{6} \right) \quad \dots\dots\dots (19)$$

出力電圧指令ベクトルが偶数セクタ 0 (Fig. 6(b)) にある場合

$$\begin{array}{ccccccccc} d_0 & \rightarrow & d_{\delta\beta} & \rightarrow & d_{\delta\alpha} & \rightarrow & d_{\gamma\alpha} & \rightarrow & d_{\gamma\beta} \\ (RRR) & (RRS) & (RSS) & (TSS) & (TTS) & & & & \end{array} \quad \left(\theta_{in}^* < \frac{\pi}{6} \right) \quad \dots\dots\dots (20)$$

$$\begin{array}{ccccccccc} d_{\delta\beta} & \rightarrow & d_{\delta\alpha} & \rightarrow & d_{\gamma\alpha} & \rightarrow & d_{\gamma\beta} & \rightarrow & d_0 \\ (RRS) & (RSS) & (TSS) & (TTS) & (TTT) & & & & \end{array} \quad \left(\theta_{in}^* > \frac{\pi}{6} \right) \quad \dots\dots\dots (21)$$

以上、(14)～(17) 式および (18)～(21) 式よりキャリア周期間でのスイッチング順序は以下のように場合分けできる。

入力電流指令ベクトルと出力電圧指令ベクトルのセクタの合計が偶数の場合

$$d_0 \rightarrow d_{\delta\beta} \rightarrow d_{\delta\alpha} \rightarrow d_{\gamma\alpha} \rightarrow d_{\gamma\beta} \quad \left(\theta_{in}^* < \frac{\pi}{6} \right) \quad \dots\dots (22)$$

$$d_{\delta\beta} \rightarrow d_{\delta\alpha} \rightarrow d_{\gamma\alpha} \rightarrow d_{\gamma\beta} \rightarrow d_0 \quad \left(\theta_{in}^* > \frac{\pi}{6} \right) \quad \dots\dots (23)$$

入力電流指令ベクトルと出力電圧指令ベクトルのセクタの合計が奇数の場合

$$d_0 \rightarrow d_{\delta\alpha} \rightarrow d_{\delta\beta} \rightarrow d_{\gamma\beta} \rightarrow d_{\gamma\alpha} \quad \left(\theta_{in}^* < \frac{\pi}{6} \right) \quad \dots\dots (24)$$

$$d_{\delta\alpha} \rightarrow d_{\delta\beta} \rightarrow d_{\gamma\beta} \rightarrow d_{\gamma\alpha} \rightarrow d_0 \quad \left(\theta_{in}^* > \frac{\pi}{6} \right) \quad \dots\dots (25)$$

3. パルスパターンを改善した空間ベクトル変調

提案する空間ベクトル変調についても、Table 2 の各パターンのデューティを求める手順までは、従来形空間ベクトル変調のものと共通である。よって、それ以降の PWM パターン発生法について述べる。

まず、各パターンのデューティをマトリックスコンバータの各スイッチのデューティへ変換する。例として、Fig. 3, Fig. 4 のように入力電流指令ベクトルがセクタ I, 出力電圧指令ベクトルがセクタ 0, かつ θ_{in}^* が $\pi/6$ より小さい場合を考える。この区間における出力パターンとそれに対応するデューティの関係は Table 2 より Table 3 のようになる。これをマトリックスコンバータの各スイッチの接続デューティ $d_{RU} \sim d_{TW}$ に変換する。

〈3・1〉 出力 U 相への接続デューティ Table 3 より出力 U 相に R 相が接続される場合の接続デューティは $d_{\gamma\alpha} + d_{\gamma\beta} + d_{\delta\alpha} + d_{\delta\beta}$ であるから、 d_{RU} は以下のようになる。

$$d_{RU} = d_{\gamma\alpha} + d_{\gamma\beta} + d_{\delta\alpha} + d_{\delta\beta} \quad \dots\dots\dots (26)$$

同様に出力 U 相に S 相が接続される場合の接続デューティは 0 より、 d_{SU} は以下のようになる。

$$d_{SU} = 0 \quad \dots\dots\dots (27)$$

同様に T 相との接続デューティは d_0 より、 d_{TU} は以下のようになる。

$$d_{TU} = d_0 \quad \dots\dots\dots (28)$$

〈3・2〉 出力 V 相への接続デューティ 出力 U 相と同様に、Table 3 から出力 V 相に各入力相が接続される場合の接続デューティ $d_{RV} \sim d_{TV}$ を求めると以下のようになる。

$$d_{RV} = d_{\gamma\beta} + d_{\delta\beta} \quad \dots\dots\dots (29)$$

$$d_{SV} = d_{\gamma\alpha} \quad \dots\dots\dots (30)$$

$$d_{TV} = d_0 + d_{\delta\alpha} \quad \dots\dots\dots (31)$$

〈3・3〉 出力 W 相への接続デューティ 出力 U, V 相と同様に、Table 3 から出力 W 相に各入力相が接続される場合の接続デューティ $d_{RW} \sim d_{TW}$ を求めると以下のようになる。

$$d_{RW} = 0 \quad \dots\dots\dots (32)$$

$$d_{SW} = d_{\gamma\alpha} + d_{\gamma\beta} \quad \dots\dots\dots (33)$$

$$d_{TW} = d_{\delta\alpha} + d_{\delta\beta} + d_0 \quad \dots\dots\dots (34)$$

Table 3. The relation between pattern and duty (Input current hexagon: I, Output voltage hexagon: 0, $\theta_{in}^* < \pi/6$)

duty	$d_{\gamma\alpha}$	$d_{\gamma\beta}$	$d_{\delta\alpha}$	$d_{\delta\beta}$	d_0
Pattern	RSS	RRS	RTT	RRT	TTT

Fig. 7. Method of PWM pattern generation

〈3・4〉 スイッチングパターンの決定 これらの各スイッチのデューティを Fig. 7 に示すように出力相ごとにキャリア比較することで最終的なスイッチングパターンを求める⁷⁾。ここで、 d_{minX} 、 d_{midX} 、 d_{maxX} は、それぞれ出力 X 相 ($X = U, V, W$) と入力最小相、入力中間相、入力最大相との接続デューティである。今の例では、出力 U 相に対しては d_{minX} 、 d_{midX} 、 d_{maxX} はそれぞれ d_{SU} 、 d_{TU} 、 d_{RU} となる。Fig. 7 のような比較が、出力 U 相、 V 相、 W 相に対してそれぞれ行われる。このキャリア比較法を用いることによって、各出力相は 1 キャリア周期において入力最小相→入力中間相→入力最大相→入力中間相→入力最小相の順序で接続される。したがって、各出力相が入力最小相→入力最大相、逆に入力最大相→入力最小相のように切り替わるパターンがなくなるため、従来の空間ベクトル変調に比べ出力電圧の高調波が減少する。

4. シミュレーション結果

シミュレーションプログラム PSIM を用いて、Table 4 に示す条件で、従来の空間ベクトル変調および提案の空間ベクトル変調のシミュレーションを行った。従来の空間ベクトル変調および提案の空間ベクトル変調のシミュレーション結果をそれぞれ Fig. 8、Fig. 9 に示す。波形は、上から電源 R 相電圧 e_R 、電源 R 相電流 i_R 、出力線間電圧 e_{uv} 、出力電流 i_u である。また、電源 R 相電流 i_R の拡大波形を Fig. 10、Fig. 11 に、出力線間電圧 e_{uv} の拡大波形を Fig. 12、Fig. 13 に示す。さらに、Fig. 14、Fig. 15 にそれぞれ従来の空間ベクトル変調、提案の空間ベクトル変調を用いた場合の入力電流 i_R の高調波解析結果を示す。これらの結果から、従来の空間ベクトル変調では出力電圧指令に関わらず入力最大の線間電圧を用いて PWM 変調が行われているのに対し、提案の空間ベクトル変調では、出力電圧指令が 173 V の変調率が高い場合に、入力最大の線間電圧を用いて PWM 変調が行われ、出力電圧指令が 50 V の変調率が低い場合には、入力最大の線間電圧を用いずに PWM 変調が行われていることがわかる。

Fig. 16 に出力線間電圧実効値に対する THD 特性を示す。同図より、提案の空間ベクトル変調では入力最大相-最小相間のスイッチングを無くしたことで、従来の空間ベクトル

Table 4. Specification for simulation

Input voltage	200V/60Hz
Output voltage reference	173V/30Hz, 50V/30Hz
Input filter	$L=0.15\text{mH}$, $C=25\mu\text{F}$
Carrier frequency	10kHz
Load	5Ω , 20mH

(a) Output voltage reference 173 V (b) Output voltage reference 50 V

Fig. 8. Various waveforms for conventional SVM

(a) Output voltage reference 173 V (b) Output voltage reference 50 V

Fig. 9. Various waveforms for proposed SVM

(a) Output voltage reference 173 V (b) Output voltage reference 50 V

Fig. 10. Input current waveforms (conventional SVM)

(a) Output voltage reference 173 V (b) Output voltage reference 50 V

Fig. 11. Input current waveforms (proposed SVM)

変調より高調波を低減できていることがわかる。

Fig. 17, Fig. 18 にはそれぞれ従来の空間ベクトル変調および提案の空間ベクトル変調を用いた場合の出力線間電圧 e_{uv} の高調波解析結果を示す。これらの図より、提案の空間ベクトル変調では、キャリア周波数の整数倍付近において鋭いピークが出ているものの、それ以外の成分に関しては低減できていることがわかる。これは、提案法では、Fig. 7

(a) Output voltage reference 173 V (b) Output voltage reference 50 V

Fig. 12. Output line to line voltage waveforms (conventional SVM)

(a) Output voltage reference 173 V (b) Output voltage reference 50 V

Fig. 13. Output line to line voltage waveforms (proposed SVM)

(a) Output voltage reference 173 V (b) Output voltage reference 50 V

Fig. 14. Frequency spectra of input current (conventional SVM)

(a) Output voltage reference 173 V (b) Output voltage reference 50 V

Fig. 15. Frequency spectra of input current (proposed SVM)

のキャリア比較により各出力相電圧がキャリア周期の中心でピーク値をとるため、キャリア周波数の整数倍付近の高調波成分において鋭いピークが出ているのに対し、従来法では入力最大相-最小相間のスイッチングにより、キャリア周波数の整数倍付近以外の高調波成分（1 kHz 以下の低次高調波を含む）が大きくなっているためと考えられる。

Fig. 19, Fig. 20 にそれぞれ従来の空間ベクトル変調および提案の空間ベクトル変調を用いた場合の出力電流高調波解析結果を示す。同図より、提案の空間ベクトル変調を用いれば出力電流の低次高調波成分を低減でき、電動機を負荷にした場合、トルクリプルが抑制できると考えられる。

Fig. 16. THD of output line to line voltage

(a) Output voltage reference 173 V (b) Output voltage reference 50 V

Fig. 17. Frequency spectra of output line to line voltage (conventional SVM)

(a) Output voltage reference 173 V (b) Output voltage reference 50 V

Fig. 18. Frequency spectra of output line to line voltage (proposed SVM)

(a) Output voltage reference 173 V (b) Output voltage reference 50 V

Fig. 19. Frequency spectra of output current (conventional SVM)

Fig. 21, Fig. 22 にそれぞれ従来の空間ベクトル変調および提案の空間ベクトル変調を用いた場合の電源中性点に対する出力相電圧 e_U , e_V , e_W のキャリア周期間の波形を示す。Fig. 21, Fig. 22 より、従来の空間ベクトル変調を用いた場合、各出力相が入力の最小相から最大相へ、あるいは入力の最大相から最小相へ切り替えられるパターンが存在するのに対し、提案の空間ベクトル変調ではそのようなパターンが存在しないことがシミュレーション結果からも確認できる。さらに出力電圧指令が 50 V の場合において、提案の空間ベクトル変調は、従来の空間ベクトル変調に比べてキャリア周期間の零ベクトルの割合が大きく減少してい

(a) Output voltage reference 173 V (b) Output voltage reference 50 V

Fig. 20. Frequency spectra of output current (proposed SVM)

(a) Output voltage reference 173 V (b) Output voltage reference 50 V

Fig. 21. Output phase voltage waveforms (conventional SVM)

(a) Output voltage reference 173 V (b) Output voltage reference 50 V

Fig. 22. Output phase voltage waveforms (proposed SVM)

ることがわかるこれは、従来の空間ベクトル変調で出力電圧指令が低くなる際、零ベクトルのデューティ d_0 が増大するのみで出力パターンが変化しないのに対し、提案の空間ベクトル変調では各出力相が入力中間相に接続されるデューティが増大することによって、出力の線間に入力最大の線間電圧を発生させるパターンがなくなるためである。このことは、従来の空間ベクトル変調、提案の空間ベクトル変調を用いた場合に対して計算した Fig. 12, Fig. 13 の出力線間電圧波形からも確認できる。このように、提案法を用いれば出力電圧指令が低いとき、より低い電圧を用いて非零ベクトルの出力時間を長くすることができるため実システムにおいて、転流時間の影響を従来法より小さくできると考えられる。

5. まとめ

本論文では、マトリックスコンバータの従来の空間ベクトル変調法より求められた出力パターンのデューティをマトリックスコンバータの各スイッチのデューティへと変換し、それを出力相ごとにキャリア比較することによって最終的なスイッチングパターンを決定する方式を提案した。

この変調方式を用いれば、各出力相電圧が入力最小相電圧から入力最大相電圧へ、逆に入力最大相電圧から入力最小相電圧へ直接切り替わるスイッチングパターンがなくなるため、マトリックスコンバータの出力電圧の高調波を低減できる。また、出力電流の低次高調波成分も抑制することができるため、電動機を負荷とした場合においてトルクリプルの低減も可能であると考えられる。

(平成 19 年 3 月 8 日受付, 平成 19 年 6 月 21 日再受付)

文 献

- (1) H. Hara, E. Yamamoto, M. Zenke, J.-K. Kang, and T. Kume: "An Improvement of Output Voltage Control Performance for Low Voltage Region of Matrix Converter", Proc. 2004 Japan Industry Applications Society Conference, No.1-48, (2004) (in Japanese)
原 英則・山本英治・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 16 年電学産業応用部門大会, No.1-45 (2004)
- (2) J. Ito, I. Sato, H. Ohgushi, K. Sato, A. Odaka, and N. Eguchi: "A Control Method for Matrix Converter Based on Virtual AC/DC/AC Conversion Using Carrier Comparison Method", *T. IEE Japan IA*, Vol.124-D, No.5, pp.457-463 (2004-5) (in Japanese)
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」, 電学論 D, **124**, 5, pp.457-463 (2004-5)
- (3) H.J. Cha and P. Enjeti: "An Approach to Reduce Common Mode Voltage in Matrix Converter", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol.39, pp.1151-1159 (2003)
- (4) L. Helle, K.B. Larsen, A.H. Jorgensen, S.M. Nielsen, and F. Blaabjerg: "Evaluation of Modulation Schemes for Three-Phase Matrix Converters", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol.51, pp.158-171 (2004)
- (5) L. Huber and D. Borojovic: "Space vector modulated three-phase to three phase matrix converter with input power factor correction", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol.31, pp.1234-1246 (1995)
- (6) A. Odaka, I. Sato, H. Ohgushi, Y. Tamai, H. Mine, and J. Ito: "A PAM Control Method for Matrix Converter", Proc. 2005 Japan Industry Applications Society Conference, No.1-43 (2005) (in Japanese)
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」, 平 17 電学産業応用部大, No.1-43 (2005)
- (7) H. Shimada and T. Takeshita: "PWM Control of Three-Phase to Three-Phase Matrix Converter for Reducing Output Voltage Harmonics", The Papers of Joint Technical Meeting on Semiconductor Power Converter and Industry Electric and Electric Application, IEE Japan, SPC-05-48/IEA-05-4, pp.13-18 (2005) (in Japanese)
島田大志・竹下隆晴:「出力電圧高調波の低減に着目した三相/三相マトリックスコンバータの PWM 制御」, 電学半導体電力変換, 産業電力電気応用合同研究, SPC-05-48/IEA-05-4, pp.13-18 (2005)
- (8) K. Yamamoto, K. Shinohara, and T. Mori: "Improvement of Pulse Pattern for Space Vector Modulated Matrix Converter", The Papers of Joint Technical Meeting on Semiconductor Power Converter and Industry Electric and Electric Application, IEE Japan, SPC-05-48/IEA-05-4, pp.13-18 (2006) (in Japanese)
山本吉朗・篠原勝次・森 辰也:「マトリックスコンバータの空間ベクトル変調におけるパルスパターンの改善」, 電学半導体電力変換, 産業電力電気応用合同研究, SPC-06-159/IEA-06-54, pp.77-82 (2006)

山 本 吉 朗 (正員) 1965 年 1 月 11 日生。1989 年 3 月鹿児島大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程修了。同年 4 月鹿児島工業高等専門学校助手, 1993 年 4 月鹿児島大学工学部電気電子工学科助手, 2007 年 4 月同助教, 現在に至る。工学博士, 主として、電動機のインバータ駆動に関する研究に従事。

篠原 勝次 (正員) 1943 年 1 月 2 日生。1968 年 3 月九州工業大学大学院制御工学専攻修士課程修了。(株) 安川電機製作所を経て, 1977 年 3 月九州工業大学助手, 1985 年 4 月鹿児島大学工学部助教授, 1992 年 4 月同教授, 現在に至る。工学博士, 主として, 電動機のインバータ駆動に関する研究に従事。

森 辰也 (学生員) 1981 年 9 月 3 日生。2006 年 3 月鹿児島大学工学部電気電子工学科卒業。同年 4 月鹿児島大学大学院理工学研究科電気電子工専攻博士前期課程入学, 現在に至る。主として, マトリックスコンバータ制御の研究に従事。