A Space Vector Modulation Scheme for Matrix Converter that Gives Top Priority to the Improvement of the Output Control Performance

Yugo Tadano Member (MEIDENSHA CORPORATION, tadano-y@mb.meidensha.co.jp)

Shizunori Hamada Member (MEIDENSHA CORPORATION, hamada-sh@mb.meidensha.co.jp)

Shota Urushibata Member (MEIDENSHA CORPORATION, urushibata-s@mb.meidensha.co.jp)

Masakatsu Nomura Senior Member (MEIDENSHA CORPORATION, nomura-m@mb.meidensha.co.jp)

Yukihiko Sato Senior Member (Chiba University, ysato@mem.tee.or.jp)

Muneaki Ishida Senior Member (Mie University, ishida@elec.mie-u.ac.jp)

Keywords: matrix converter, space vector modulation, PWM pattern, reduced harmonics, reduced torque ripple

Matrix converters capable of AC/AC direct power conversion have been the subject of much intense R&D work accompanied in part by advances made in microcomputers and semiconductor switching devices such as RB-IGBT (Reverse Blocking Insulated Gate Bipolar Transistors), etc. Matrix converter control methods can basically be grouped into virtual indirect and direct AC/AC conversion approach, and many variations have been proposed for each of these methods.

Virtual indirect conversion method makes use of a virtual rectifier and inverter. A virtual rectifier controls the input current, and a virtual inverter on the output regulates the output voltage. Each type of control is equivalent to the space vector pulse width modulation (SVPWM) method via an ordinary PWM rectifier/inverter, offering the advantage that no complicated specialized control is required. On the other hand, 6 of 27 switching patterns cannot be used in this method, because the inputs and outputs are always connected by way of the virtual DC link that is composed of 2 lines. This constraint might decrease the control degrees of freedom.

This paper therefore defines the direct space vectors that can express the all 27 switching patterns in matrix converter as shown in Fig. 1, and focuses attention on the geometric relationship of direct space vectors within one output sector as shown in Fig. 2. According to the conversion scheme shown in Fig. 2, all space vectors can be converted from other arbitrary vectors. Consequently, the above-mentioned vectors (6 switching patterns) that have been restricted can also be output. Furthermore, this conversion technique allows the duty-factor conversion with simple calculation by fully utilizing the duties of the virtual indirect conversion approach.

In particular, this paper proposes the conversion method of switching patterns that gives maximum priority to the improvement of the output control performance. Rendering simultaneous sinusoidal input and output waveforms as a major premise, voltage fluctuations, switching losses, output voltage harmonics and common-mode voltage can be reduced. Figure 3 shows an experimental result of the vector controlled induction motor drive (4-pole, 2.2 kW). Reduced output line voltage harmonics brings the reduced current ripple, so the proposed method provides riding comfort for an elevator application, etc. And the validity of the proposed conversion method is proven from FFT and THD analysis results compared with a conventional virtual indirect method that cannot use 6 of 27 switching patterns.

Fig. 1. Direct space vectors of the output voltage

Fig. 2. Geometric relationship of 8-vectors within one output sector

The waveforms in order from the top are: input phase voltage [50V/div], input current [5A/div], output line voltage [100V/div], and output current [5A/div].

Fig. 3. Experimental result of the vector controlled induction motor

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

正 員 只野 裕吾* 正 員 濱田 鎮教*
正 員 漆畑 正太* 上級会員 野村 昌克*
上級会員 佐藤 之彦** 上級会員 石田 宗秋***

A Space Vector Modulation Scheme for Matrix Converter that Gives Top Priority to the Improvement of the Output Control Performance

Yugo Tadano*, Member, Shizunori Hamada*, Member, Shota Urushibata*, Member,
Masakatsu Nomura*, Senior Member, Yukihiko Sato**, Senior Member, Muneaki Ishida***, Senior Member

This Paper proposes a novel conversion scheme of switching patterns for three-phase to three-phase matrix converters. The conventional virtual indirect conversion method is equivalent to PWM technique via an ordinary PWM rectifier/inverter, offering the advantage that no complicated specialized control is required. On the other hand, 6 of 27 switching patterns cannot be used in this method, because the inputs and outputs are always connected by way of the virtual DC link that is composed of 2 lines. This paper therefore defines the direct space vectors that can express the all 27 switching patterns and utilizes the geometric relationship of direct space vectors so that all switching patterns can be converted from other arbitrary vectors. This conversion scheme also allows the duty factor conversion with simple calculation by utilizing the duties of the virtual indirect conversion approach. In particular, the above-mentioned 6 switching patterns that have been restricted can be fully utilized for reducing output voltage harmonics, switching losses and common-mode voltages. The validity of the proposed conversion method is proven from the experimental results compared with a conventional virtual indirect method.

キーワード：マトリックスコンバータ，空間ベクトル変調，PWM パターン，高調波低減，トルクリブル低減

Keywords: matrix converter, space vector modulation, PWM pattern, reduced harmonics, reduced torque ripple

1. まえがき

逆阻止形 IGBT 等の半導体スイッチング素子の進展に伴い、交流／交流直接電力変換が可能なマトリックスコンバータ（以下 MC と呼ぶ）の研究開発が盛んになっている⁽¹⁾。既存の電圧形 PWM 整流器と PWM インバータによる間接変換形の回生システムに対する MC の利点としては、

- 小型化（大容量電解コンデンサ不要）
- 素子導通損失の低減（逆阻止形 IGBT 適用時）
- 低速運転時における特定素子への電流集中防止

などが挙げられる。例えばエレベータのように、力行／回生が繰り返される用途に適している一方で、瞬時停電、電圧利用率などの原理的課題への対策も不可欠である。本稿では特に、転流シーケンスに起因した電圧誤差、結果としてトルクリブルに繋がる問題に焦点を当てる。

MC の基本制御方式は、大別して直接 AC/AC 変換に基づくもの（以下、直接形と呼ぶ）と、仮想の直流リンクをもつ仮想間接変換で制御するもの（以下、仮想間接形と呼ぶ）がある。直接形は、3 相／3 相変換における 27 種類の入出力接続パターンに制約はないが、MC 独特の複雑な制御を必要とする。一方、仮想間接形ではスイッチングパターンが 21 種類に制約されるものの、仮想的な PWM 整流器とインバータを構成できるので、通常のインバータ制御法を適用できる利点がある。

また、変調方式の 1 つに空間ベクトル変調法があるが、

* (株) 明電舎 基礎技術開発部

〒141-8565 東京都品川区大崎 2-8-1

Core Technology Development Division, MEIDENSHA CORPORATION

2-8-1, Ohsaki, Shinagawa-ku, Tokyo 141-8565

** 千葉大学工学部電子機械工学科

〒263-8522 千葉市稲毛区弥生町 1-33

Dept. of Electronics & Mechanical Eng., Chiba University

1-33, Yayoi-cho, Inage-ku, Chiba 263-8522

*** 三重大学工学部電気電子工学科

〒514-8507 津市栗真町屋町 1577

Dept. of Electrical & Electronic Eng., Mie University

1577, Kurimamachiya, Tsu 514-8507

主に以下のような特徴がある。

- 解析・制御の観点から、視覚的に瞬時空間ベクトル（瞬時スイッチングパターン）の特性把握が容易
- PWM パルスの出力順序に自由度があり、PWM 更新タイミングで瞬時に並び換えることが可能

MC における空間ベクトル変調の従来方式を顧みる。文献(2)では、仮想間接形空間ベクトル変調法が提案されている。また、文献(3)は文献(2)の方式を基本とし、零ベクトルを常に電源の中間相で構成することにより、コモンモード電圧を低減している。これらの手法は入出力波形を同時に正弦波化できるが、仮想間接形であるので制約された6種類のスイッチングパターンは利用できない。文献(4)では、直接形空間ベクトル変調法が提案されているが、入力電流を正弦波に制御できない。文献(5)は、直接形で入出力波形を同時に正弦波としているが、21種類のスイッチングパターンに制約しており、結果として直接形の利点を生かしていない。文献(6)は、27種類すべてのパターンを活用しているが、PWM 制御に基づかない切換制御で直接電流電圧制御を行っているので平均値の扱いが困難となり、比較的高速な制御周期を必要とする。

もう1つの変調方式として、三角波キャリア比較PWM方式が広く用いられている。中には、直接形でPWM制御を工夫し、出力電圧高調波を低減する手法も提案されている⁹⁾。ただし、これらの手法は指令値と三角波の比較結果に基づく順序でPWMパルスをそのまま出力するのが一般的である。配置順序を工夫した事例¹⁰⁾もあるが、筆者らの知る限り、電源電圧や出力電圧指令の3相瞬時値の大中小関係が切り替わる過渡時（空間ベクトルの場合は、セクタが移行する瞬間に相当）の挙動にまで言及した研究は見当たらない。

上述までの背景を踏まえ、筆者らはこれまで、仮想間接形／直接形それぞれにおける空間ベクトル変調法を検討してきた^{9)~(11)}。従来の空間ベクトル変調法の問題を克服し、入出力を同時に正弦波化しつつ、27種類すべてのスイッチングパターンを用いて出力高調波を低減している。また、これらの検討では、文献(3), (7), (8)等で提案されているコモンモード電圧低減の考え方を踏襲することを前提条件の1つとしている。しかし、文献(9)の手法では、空間ベクトルPWMの出力時間（デューティ）を決定する際の擬似逆行列演算が高負荷となる問題があった。そこで、文献(10), (11)では、演算が簡単な仮想間接形空間ベクトル変調法でPWMデューティを解いておき、それを直接形空間ベクトル上の幾何学的なベクトル変換によって所望のパターンに変換する手法を提案した。この手法によれば、演算負荷を大幅に低減するだけでなく、27種類すべての空間ベクトル（スイッチングパターン）を任意に変換できるので、仮想間接形であってもスイッチングパターンは制約されない。

PWM 制御特性は、制御方針（スイッチングパターンの選択方式）によって異なる。そこで本稿では、上述までの従来文献の出力性能を損なうことなく、技術課題の1つであ

る転流電圧誤差を極力低減する制御方針を与える。さらに、空間ベクトル変調法のパルス出力順序の自由度を生かして、スイッチング回数や脈動を低減する最適セクタ移行法を適用する。提案方式の特徴は、以下に示すとおりである。

- (1) 前提として、入出力電流波形の同時正弦波化、入力力率可変、PWMの1制御周期の転流回数4回
- (2) 仮想間接形のアルゴリズムを踏襲しているにもかかわらず、27種類のベクトルを全て使える新しい変換方式
- (3) スwitchングパターン変換と合わせて、デューティも簡単な加減演算で変換
- (4) 全電圧領域で、出力電圧高調波、転流時の電圧変化、負荷中性点電位変動を低減
- (5) PWMパルスの出力順序を瞬時に変更し、入出力電流・電圧の3相瞬時値の大中小関係が切り替わる過渡時の脈動とスイッチング回数を低減

従来の仮想間接方式との比較を交えて、実験結果と解析結果から提案手法の有効性を明らかにする。

2. 仮想間接形空間ベクトル変調法⁽²⁾⁽³⁾

Fig.1はMC構成図である。入力3相R, S, T, 出力3相U, V, Wは、9個の双方向スイッチを介して接続される。スイッチングパターンは、入力電源短絡と出力電流不連続を制約する必要性から、合計27種類となることで広く知られている。

MCは一般に制御が複雑となるが、Fig.2のようにPWM

Fig. 1. Matrix converter topology

Fig. 2. Configuration of virtual indirect conversion approach

整流器とインバータによる間接変換を仮想的に構成することで、従来のインバータ制御法を流用できる⁽²⁾⁽³⁾。Fig. 3は入力側の仮想整流器、Fig. 4は出力側の仮想インバータの空間ベクトル図である。本稿では図のように、入力電源電圧 $\vec{V}_i$ 、入力電流指令 $\vec{I}_i^*$ 、出力電圧指令 $\vec{V}_o^*$ 、および入力空間ベクトルのデューティ d_A, d_B 、出力空間ベクトルのデューティ d_X, d_Y, d_Z 、 $\vec{I}_i^*$ の位相 ϕ_i^* 、 $\vec{V}_o^*$ の位相 ϕ_o^* を定義する。

次に、MCのスイッチングパターンに合成する。例として、Fig. 3, Fig. 4において、入力セクタ1 ($v_R > v_S > v_T$)、出力セクタ1 ($v_U > v_V > v_W$)に各指令値が存在する場合を考える。このときの仮想変換器とMCのパターン対応表はTable 1となる。MCのパターンが $\{U, V, W\} = \{R, T, T\}$ のときは、U相にR相を、V相およびW相にT相を接続するスイッチング状態を意味する。合成後のパターンは、PWMの1制御周期で5パルスとなり、MCのデューティ $d_{AX}, d_{AY}, d_{BX}, d_{BY}, d_Z$ は以下の(1)–(5)式で演算できる。その導出方法は、文献(2), (3)を参照されたい。

$$d_{AX} = d_A \cdot d_X = \frac{2 \cdot |\vec{V}_o^*|}{\sqrt{3} \cdot |\vec{V}_i|} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \phi_i^*\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \phi_o^*\right) \quad \dots\dots\dots(1)$$

Fig. 3. Virtual rectifier space vector PWM

Fig. 4. Virtual inverter space vector PWM

Table 1. Example of combining virtual vector & duty factor

virtual rectifier PN=(xx)	$i1$ (RT)		$i6$ (RS)		$i0, i7$ (SS)
virtual inverter UVW=(xxx)	$v1$ (PNN)	$v2$ (PPN)	$v1$ (PNN)		$v0, v7$ (NNN, PPP)
MC pattern UVW=(xxx)	RTT	RRT	RRS	RSS	SSS
MC duty factor	d_{BX}	d_{BY}	d_{AY}	d_{AX}	d_Z

(Example: input sector: 1, output sector: 1, input voltage: $v_R > v_S > v_T$)

$$d_{AY} = d_A \cdot d_Y = \frac{2 \cdot |\vec{V}_o^*|}{\sqrt{3} \cdot |\vec{V}_i|} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \phi_i^*\right) \cdot \sin(\phi_o^*) \quad \dots\dots\dots(2)$$

$$d_{BX} = d_B \cdot d_X = \frac{2 \cdot |\vec{V}_o^*|}{\sqrt{3} \cdot |\vec{V}_i|} \cdot \sin(\phi_i^*) \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \phi_o^*\right) \quad \dots\dots\dots(3)$$

$$d_{BY} = d_B \cdot d_Y = \frac{2 \cdot |\vec{V}_o^*|}{\sqrt{3} \cdot |\vec{V}_i|} \cdot \sin(\phi_i^*) \cdot \sin(\phi_o^*) \quad \dots\dots\dots(4)$$

$$d_Z = 1 - d_{AX} - d_{AY} - d_{BX} - d_{BY} \quad \dots\dots\dots(5)$$

3. スイッチングパターン変換法

仮想間接方式は仮想直流リンク部を有するため、Fig. 2のように入力と出力が2線で接続される。その結果、例えば $\{U, V, W\} = \{R, S, T\}$ のように、異なる入力3相すべてを用いて出力に接続するパターンは構成できない。この制約されたパターンは、入出力の正弦波化には冗長との考え方もあるが、高性能化への自由度として捉えることも可能である。そこで本章では、直接形空間ベクトル上でスイッチングパターンを変換し、出力性能を改善する手法を提案する。

〈3・1〉 直接形空間ベクトルの定義 MCのスイッチングパターンは、Table 2に示すように27種類存在する。これらを入力R相電流基準、出力U相電圧基準でそれぞれ空間ベクトルとして展開すると、Fig. 5, Fig. 6のように27種類すべてを表現できる。AC/AC直接形であるので、Fig. 5

Table 2. Switching patterns of matrix converter

Group		Pattern	I/O connection			3-switches in ON-state		
			U	V	W			
S1	Simple Harmonic Oscillation S1-axis (v_U)	1	R	S	S	Sru	Ssv	Ssw
		2	S	R	R	Ssu	Srv	Srw
		3	S	T	T	Ssu	Stv	Stw
		4	T	S	S	Stu	Ssv	Ssw
		5	T	R	R	Stu	Srv	Srw
		6	R	T	T	Sru	Stv	Stw
S2	Simple Harmonic Oscillation S2-axis (v_V)	7	S	R	S	Ssu	Srv	Ssw
		8	R	S	R	Sru	Ssv	Ssw
		9	T	S	T	Stu	Ssv	Stw
		10	S	T	S	Ssu	Stv	Ssw
		11	R	T	R	Sru	Stv	Srw
		12	T	R	T	Stu	Srv	Srw
S3	Simple Harmonic Oscillation S3-axis (v_W)	13	S	S	R	Ssu	Ssv	Srw
		14	R	R	S	Sru	Ssv	Ssw
		15	T	T	S	Stu	Stv	Ssw
		16	S	S	T	Ssu	Ssv	Stw
		17	R	R	T	Sru	Ssv	Stw
		18	T	T	R	Stu	Stv	Srw
R1	Counter-Clockwise Rotation	19	R	S	T	Sru	Ssv	Stw
		20	T	R	S	Stu	Srv	Ssw
		21	S	T	R	Ssu	Stv	Srw
R2	Clockwise Rotation	22	R	T	S	Sru	Stv	Ssw
		23	S	R	T	Ssu	Srv	Stw
		24	T	S	R	Stu	Ssv	Srw
Z	Null	25	R	R	R	Sru	Srv	Srw
		26	S	S	S	Ssu	Ssv	Ssw
		27	T	T	T	Stu	Stv	Stw

Note: "Simple Harmonic Oscillation" means the magnitude varying with AC power supply voltage at the fixed angular position.

Fig. 5. Direct space vectors of input current

Fig. 6. Direct space vectors of output voltage

の入力電流ベクトルは、出力電流源の大きさと周波数に応じて時々刻々と変化する。また、Fig. 6 の出力電圧ベクトルは、入力電源電圧の時間変化に伴って時々刻々と変化する。そこで、出力電圧ベクトルの挙動に着目して、以下のグループ分けを行う (Table 2 参照)。

- (1) 単振動ベクトル (位相固定・大きさ変化): U 相軸, V 相軸, W 相軸方向にそれぞれ 6 種, 計 18 種
- (2) 回転ベクトル (位相変化・大きさ固定): 時計方向, 反時計方向にそれぞれ 3 種, 計 6 種
- (3) 零ベクトル (原点不変): 3 種

回転ベクトル 6 種類は、仮想間接方式で表現することのできない制約パターンに該当する。したがって、この回転

Fig. 7. 8-vectors within one output sector

ベクトルの有効利用が直接形方式の要点となる。

〈3・2〉 空間ベクトルの選択手法 直接形空間ベクトル 27 種類の中から任意の何種類かを選択して制御するが、この選択は MC の制御方針を決定づける重要なファクタとなる。ここでは、出力電圧高調波の低減 (出力電流脈動低減に帰する) を最優先した選択手法を考える。

まず、出力特性の把握を容易にするために、Fig. 6 において、出力電圧指令 $\vec{V}_o^*$ が存在する 1 つのセクタに着目する。直接形空間ベクトルは規則的に変動し、1 つの出力セクタには常に回転ベクトル 1 種、単振動ベクトル 6 種が存在する。また、零ベクトルは常に 3 相交流電源の中間相で構成されたパターン 1 種を選択し、負荷中性点電位ピーク値を低減する^③。以上から、任意の出力セクタ内の空間ベクトル 8 種類を、Fig. 7 のように再定義する。 R は回転ベクトル、 Z は零ベクトル、単振動ベクトルで位相の遅れている軸を X 軸とし、その瞬時値が大きい方から X_L, X_M, X_S 、位相の進んでいる軸を Y 軸とし、大きい方から Y_L, Y_M, Y_S とする。なお、出力電圧空間ベクトルは相電圧基準で構成しているため、線間電圧ベクトル (line voltage vector) は Fig. 7 に示すとおり、 X 軸と Y 軸の中線方向となる。

次に、再定義された 8 種類の空間ベクトルの中から PWM 制御に用いるベクトルを選択する。本稿では、3 相 2 相変換した静止 $\alpha\beta$ 座標上において、以下の前提を考える。

- 出力電圧指令 α 成分と、出力空間ベクトル α 成分の PWM の 1 制御周期の平均値が等しい
- 出力電圧指令 β 成分と、出力空間ベクトル β 成分の PWM の 1 制御周期の平均値が等しい
- 入力電流指令 α 成分と、入力空間ベクトル α 成分の PWM の 1 制御周期の平均値が等しい
- 入力電流指令 β 成分と、入力空間ベクトル β 成分の PWM の 1 制御周期の平均値が等しい
- 空間ベクトルのデューティの総和が 1 である

以上 5 つの条件が同時に成立し、そのデューティの解が得られたならば、入出力電流電圧波形を任意に制御できる。したがって、制御自由度として選択すべき空間ベクトルは 5 種類必要と考え、PWM 制御周期中のスイッチング回数を 4 回とする。さらに、従来方式のコモンモード電圧低減手法^④を前提条件に加えた上で、出力制御性能向上を実現するための以下の制約条件を与える。

Fig. 8. Definition of input sector and output sector

Table 3. Sector mode

input sector	output sector	sector mode
1, 4, 5, 8, 9, 12	1, 3, 5	sm1
	2, 4, 6	sm2
2, 3, 6, 7, 10, 11	1, 3, 5	sm2
	2, 4, 6	sm1

Table 4. Selection pattern of 5-vectors

sector mode	selection pattern	5-vectors				
		v1	v2	v3	v4	v5
sm1	1	X_S	Y_S	Z	X_M	Y_M
	2	X_S	Y_S	R	X_M	Y_M
	3	X_S	X_L	R	Y_L	Y_M
	4	X_S	X_L	R	X_M	Y_M
	5	X_S	Y_S	R	Y_L	Y_M
sm2	6	Y_S	X_S	Z	Y_M	X_M
	7	Y_S	X_S	R	Y_M	X_M
	8	Y_S	Y_L	R	X_L	X_M
	9	Y_S	Y_L	R	Y_M	X_M
	10	Y_S	X_S	R	X_L	X_M

〈出力性能向上の前提・制約条件〉

- (1) 入出力同時正弦波化
1 制御周期あたり 7 個の双方向スイッチ (5 種類の空間ベクトル) を用いて入出力同時正弦波 PWM 制御
- (2) 線間電圧変動低減
線間電圧ベクトル方向に見て、指令値との電圧差が最大の空間ベクトルは非選択 (高調波・損失低減)
- (3) 2 相以上の同時スイッチング禁止
転流は 1 相ごとに切り換えて、PWM 制御周期中のスイッチング回数を 4 回に限定 (損失低減)
- (4) 最大相⇔最小相間の転流禁止
常に中間相を介して転流することで、電圧変化を低減 (高調波・損失・負荷中性点電位変動の低減)
- (5) コモンモード電圧低減
常に電源中間相で構成された零ベクトルを利用

ここで、Fig. 8, Table 3 に示すセクタとセクタモード (sector mode: 以下, sm と呼ぶ) を定義し、上記の制約条件を考慮すると、5 種類のベクトルの選択パターン (selection pattern: 以下, sp と呼ぶ) は Table 4 の 10 種類に限られる。このことを、Fig. 9 を用いて以下に説明する。

Fig. 9 は、入力電源電圧、出力電圧指令がともにセクタ 1 に存在する事例の 8 種類のスイッチングパターン、およびその遷移を示したものである (Fig. 7 定義参照)。まず、

Fig. 9. Switching transition (input sector: 1, output sector: 1) (Example: input sector: 1, output sector: 1)

制約条件(2)により、線間電圧ベクトル方向の電圧レベルに着目すると、大きい方から「 X_L , Y_L , R 」「 X_M , Y_M 」「 X_S , Y_S 」「 Z 」の 4 つのレベルに分類される。このうち、出力電圧指令の線間電圧ベクトル方向成分の値から最も離れているレベルは用いない。したがって、低電圧領域では Fig. 9(a) のように「 X_L , Y_L , R 」を、高電圧領域では「 Z 」を使用しない。これを Table 4 に照らし合わせると、低電圧領域は $sp = 1$ もしくは $sp = 6$ を使用し、高電圧領域では $sp = 2 \sim 5$ もしくは $sp = 7 \sim 10$ を用いることになる。低電圧/高電圧の領域は、線間電圧ベクトル方向の電圧指令値と「 X_L , Y_L , R 」の 1/2 レベルの比較によって判別している。続いて制約条件(3)により、Fig. 9 の遷移図に従って Table 4 の $v1 \rightarrow v2 \rightarrow v3 \rightarrow v4 \rightarrow v5$, あるいは $v5 \rightarrow v4 \rightarrow v3 \rightarrow v2 \rightarrow v1$ の順序を更新周期毎に折り返してスイッチングする。ただし、高電圧領域 Fig. 9(b) では、ループを構成する遷移 $R \rightarrow Y_L \rightarrow Y_M \rightarrow X_M$, $R \rightarrow X_L \rightarrow X_S \rightarrow Y_S$ を含むパターンは使用しないことに注意する。これらを含むパターンは、見かけ上は 5 種類の空間ベクトルを使用しているが、実際に使用している双方向スイッチは常に 6 個となり、前提条件(1)を満たすための制御自由度が不足する。また、制約条件(4)では、このときの電源電圧中間相である S 相を介して切り換える。これは、Fig. 9 および Table 4 に反映されている。制約条件(5)についても、中間相である S 相による零ベクトル「SSS」を用いるように制約する。以上から、スイッチング順序情報も含んだ Table 4 の 10 パターンを構成することができる。

なお、Fig. 9(b) の $R(RST)$ の接続に着目すると、回転ベクトル R は遷移時に有効活用され、制約条件(3), (4)を同時に満足するための重要な役割を果たしている。回転ベクトルを使用できない仮想間接変換では、出力性能を改善する制約条件を同時に満たす PWM は不可能となる。この点で、直接形空間ベクトル変調法の利点を生かすことができる。

では、上述した前提・制約条件を満たすスイッチングパターンを用いた場合の効果について定性的に説明する。Fig. 11 は、PWM 制御周期中の出力線間電圧の変動とスイッチングパターン遷移の様子を示したものである。 v_{UV}^* , v_{VW}^* , v_{WU}^* は出力線間電圧指令値 (出力相電圧指令値 v_U^* , v_V^* , v_W^* の和)。

(Example: input sector: 1, output sector: 1)

Fig. 10. Relationship of 8-vectors within one output sector

Fig. 11. Output line voltage fluctuation

v_W^* から換算), v_{RS} , v_{ST} , v_{TR} , v_{SR} , v_{TS} , v_{RT} は入力線間電圧 (入力相電圧 v_R , v_S , v_T から換算) であり, 本例では $v_R > v_S > v_T$, $v_U^* > v_V^* > v_W^*$ の大中小関係の状態を例として挙げる。図中の斜線部は, 指令値からの電圧差が最大のものを示しているが, 各線間電圧において, 提案方式は従来方式よりも指令値に近い電圧で PWM 制御を実現している。したがって, スイッチング周波数付近の高調波電圧を低減できる。また, 制約条件(2), (4)により, 提案方式ではスイッチング時の電圧変化量を低減できる。電圧誤差発生時間 (転流時間) が同条件の場合, 電圧変化量が小さければ誤差も比較的減減できる。一般に, 転流シーケンスに起因した電圧誤差は, 低次高調波成分 (負荷電流極性・周波数に応じた方形波成分の歪み) として現れるので, それらの低減に繋がる。さらに, 前提条件(5)のコモンモード電圧ピーク値低減効果だけでなく, 制約条件(4)の中間相を基準としたスイッチングにより, 負荷中性点電位の変動抑制も可能である。

〈3・3〉 スイッチングパターン変換法 文献(9)では, 5種類のデューティを求める際の擬似逆行列演算が高負荷となり, 高性能なマイコンを必要とした。この問題を解決するために, 簡素な仮想間接方式のデューティ(1)–(5)式を流用して, Table 4に示した10種類のパターンに変換する。

Table 5. Relationship between direct space vectors and virtual indirect patterns

Virtual indirect patterns	RTT	RRT	RRS	RSS	SSS
Virtual indirect duty	d_{BX}	d_{BY}	d_{AY}	d_{AX}	d_Z
Direct method vectors	X_L	Y_L	Y_M	X_M	Z

(Example: input sector: 1, output sector: 1, input voltage: $v_R > v_S > v_T$)

まず, 仮想間接形の5つのスイッチングパターンを Fig. 7の直接形空間ベクトル上に展開する。Table 1と同様に入力セクタ1, 出力セクタ1の場合, 対応表は Table 5となる。指令値の電圧領域に関わらず常に X_L , Y_L と Z を併用しているため, 幅が狭く電圧差の大きい PWM パルスを出力し, デッドタイム等によるパルス欠けの影響を受けやすい。

次に, Fig. 7の8種類の空間ベクトルの幾何学的な関係に着目すると, 直接形空間ベクトルの挙動の規則性から, 常に Fig. 10ならびに(6)式の関係が成り立つ。

$$\begin{cases} X_S = X_L - X_M \\ Y_S = Y_L - Y_M \\ R = X_M + Y_L - Y_M \quad \text{if } sm = 1 \\ R = Y_M + X_L - X_M \quad \text{if } sm = 2 \end{cases} \quad \dots\dots\dots (6)$$

(6)式より, 仮想間接変換では使用できなかった X_S , Y_S , R にベクトル変換することが可能となる。そこで, 出力性能改善の制約条件を満たす Table 4のスイッチングパターンに変換する。一例として, $sm = 1$ で, $sp = 2$ に変換する場合を説明する。(7)式は仮想間接変換方式, (8)式は直接形の Table 4, $sp = 2$ のベクトル方程式である。(7)式の d_{AX} , d_{AY} , d_{BX} , d_{BY} は(1)–(5)式で求めた仮想間接方式のデューティである。(8)式の $d1 \sim d5$ は, Table 4の $v1 \sim v5$ のデューティを意味する。

$$\overrightarrow{Vo} = X_M \cdot d_{AX} + Y_M \cdot d_{AY} + X_L \cdot d_{BX} + Y_L \cdot d_{BY} \quad \dots\dots\dots (7)$$

$$\overrightarrow{Vo} = X_S \cdot d1 + Y_S \cdot d2 + R \cdot d3 + X_M \cdot d4 + Y_M \cdot d5 \quad \dots\dots\dots (8)$$

(8)式に(6)式を適用すると, (9)式のように変換できる。

$$\overrightarrow{Vo} = X_M \cdot (d3 + d4 - d1) + Y_M \cdot (d5 - d2 - d3) + X_L \cdot (d1) + Y_L \cdot (d2 + d3) \quad \dots\dots\dots (9)$$

(7)式と(9)式の係数比較から, 最終的に(10)式のデューティ変換式を導くことができる。

$$\begin{cases} d1 = d_{BX} \\ d2 = d_Z - d_{BX} \\ d3 = d_{BX} + d_{BY} - d_Z \\ d4 = d_Z + d_{AX} - d_{BY} \\ d5 = d_{AY} + d_{BY} \end{cases} \quad \dots\dots\dots (10)$$

他の選択パターンも同様に解くと, Table 6に示すように, 仮想間接方式のデューティ d_{AX} , d_{AY} , d_{BX} , d_{BY} , d_Z を加減算した簡単な変換演算式で構成できる。なお, $sp = 1 \sim$

Table 6. Duty factor conversion table

sp.	input sector	duty factor (indirect-to-direct conversion)				
		d1 (v1)	d2 (v2)	d3 (v3)	d4 (v4)	d5 (v5)
1	odd	d_{BX}	d_{BY}	$d_Z - d_{BX} - d_{BY}$	$d_{AX} + d_{BX}$	$d_{AY} + d_{BY}$
	even	d_{AX}	d_{AY}	$d_Z - d_{AX} - d_{AY}$	$d_{AX} + d_{BX}$	$d_{AY} + d_{BY}$
2	odd	d_{BX}	$d_Z - d_{BX}$	$d_{BX} + d_{BY} - d_Z$	$d_Z + d_{AX} - d_{BY}$	$d_{AY} + d_{BY}$
	even	d_{AX}	$d_Z - d_{AX}$	$d_{AX} + d_{AY} - d_Z$	$d_Z + d_{BX} - d_{AY}$	$d_{AY} + d_{BY}$
3	odd	d_Z	$d_{BX} - d_Z$	$d_Z + d_{AX}$	$d_{BY} - d_{AX} - d_Z$	$1 - d_{BX} - d_{BY}$
	even	d_Z	$d_{AX} - d_Z$	$d_Z + d_{BX}$	$d_{AY} - d_{BX} - d_Z$	$1 - d_{AX} - d_{AY}$
4	odd	d_Z	$d_{BX} - d_Z$	d_{BY}	$d_Z + d_{AX} - d_{BY}$	$d_{AY} + d_{BY}$
	even	d_Z	$d_{AX} - d_Z$	d_{AY}	$d_Z + d_{BX} - d_{AY}$	$d_{AY} + d_{BY}$
5	odd	d_{BX}	$d_Z - d_{BX}$	$d_{AX} + d_{BX}$	$d_{BY} - d_{AX} - d_Z$	$1 - d_{BX} - d_{BY}$
	even	d_{AX}	$d_Z - d_{AX}$	$d_{AX} + d_{BX}$	$d_{AY} - d_{BX} - d_Z$	$1 - d_{AX} - d_{AY}$
6	odd	d_{BY}	d_{BX}	$d_Z - d_{BX} - d_{BY}$	$d_{AY} + d_{BY}$	$d_{AX} + d_{BX}$
	even	d_{AY}	d_{AX}	$d_Z - d_{AX} - d_{AY}$	$d_{AY} + d_{BY}$	$d_{AX} + d_{BX}$
7	odd	d_{BY}	$d_Z - d_{BY}$	$d_{BX} + d_{BY} - d_Z$	$d_Z + d_{AY} - d_{BX}$	$d_{AX} + d_{BX}$
	even	d_{AY}	$d_Z - d_{AY}$	$d_{AX} + d_{AY} - d_Z$	$d_Z + d_{BY} - d_{AX}$	$d_{AX} + d_{BX}$
8	odd	d_Z	$d_{BY} - d_Z$	$d_Z + d_{AY}$	$d_{BX} - d_{AY} - d_Z$	$1 - d_{BX} - d_{BY}$
	even	d_Z	$d_{AY} - d_Z$	$d_Z + d_{BY}$	$d_{AX} - d_{BY} - d_Z$	$1 - d_{AX} - d_{AY}$
9	odd	d_Z	$d_{BY} - d_Z$	d_{BX}	$d_Z + d_{AY} - d_{BX}$	$d_{AX} + d_{BX}$
	even	d_Z	$d_{AY} - d_Z$	d_{AX}	$d_Z + d_{BY} - d_{AX}$	$d_{AX} + d_{BX}$
10	odd	d_{BY}	$d_Z - d_{BY}$	$d_{AX} + d_{BY}$	$d_{BX} - d_{AY} - d_Z$	$1 - d_{BX} - d_{BY}$
	even	d_{AY}	$d_Z - d_{AY}$	$d_{AY} + d_{BY}$	$d_{AX} - d_{BY} - d_Z$	$1 - d_{AX} - d_{AY}$

Note: duty factors d_{AX} , d_{AY} , d_{BX} , d_{BY} , d_Z are defined by equation (1)-(5).

10 のうち、以下の条件を満たすものを制御に適用する。

$$0 \leq dn \leq 1 \quad \& \quad d1 + d2 + d3 + d4 + d5 = 1$$

$$\dots\dots\dots (11)$$

(ただし、 n はベクトル番号 1, 2, 3, 4, 5)

提案方式の出力制御性能は文献(9)の擬似逆行列を用いて導出した方法と等価であるが、Table 6 のデューティ変換式を用いることで演算負荷を大幅に軽減することができる。

〈3・4〉セクタ移行時のスイッチング最適化 三角波キャリア比較 PWM 方式では、指令値と三角波の比較結果に基づく順序でパルスをそのまま出力するのが一般的である。これを Table 4 に照らし合わせると、 $v1 \rightarrow v2 \rightarrow v3 \rightarrow v4 \rightarrow v5 \rightarrow$ (PWM 更新) $\rightarrow v5 \rightarrow v4 \rightarrow v3 \rightarrow v2 \rightarrow v1 \rightarrow$ (PWM 更新) $\rightarrow v1 \rightarrow \dots$ という順序で折り返しながら PWM 出力を繰り返すことに等しい。PWM デューティの更新タイミングは、三角波の山と谷に相当する $v1$ および $v5$ での更新の 2 通りがあるが、上記の折り返し手法であると、常に $v1$ 更新時は $v1 \rightarrow v1$, $v5$ 更新時は $v5 \rightarrow v5$ と遷移する。しかし、パルスの出力順序を瞬時に入れ替えれば、 $v1$ 更新時に $v1 \rightarrow v5$, $v5$ 更新時に $v5 \rightarrow v1$ とすることも可能である。通常、このような入れ替えは不要だが、入力/出力 3 相指令値の大中小関係が切り替わる過渡時(セクタ移行時)においては効果を発揮する。

例えば、出力セクタが 1 のときに入力セクタが $1 \rightarrow 2$ に変化した場合を考える。このとき、 $sm1 \rightarrow sm2$ に切り替わるので、どの sp においても $v1$ は $X_S(STT) \rightarrow Y_S(RRS)$, $v5$ は $Y_M(RRS) \rightarrow X_M(STT)$ に切り替わる。したがって、 $v1 \rightarrow v1$, $v5 \rightarrow v5$ で移行した場合、 $STT \rightarrow RRS$, $RRS \rightarrow STT$ となり、いずれも 3 相全相で同時スイッチングを引き起こす。これは、スイッチング回数増加や電流脈動の原因になる。そこで、セクタ移行状態を検出し、過渡時だけは上述の順序入れ替え処理を行う。この例では、 $v1$ 更新時に $v1 \rightarrow v5$ ($STT \rightarrow STT$), $v5$ 更新時に $v5 \rightarrow v1$ ($RRS \rightarrow RRS$) とすれば、どの相もスイッチングすることなく移行できる。

Table 7. Optimized input-sector transition

sector mode change	v1 update timing	v5 update timing
$sm1 \rightarrow sm1$	$v1 \rightarrow v5$ (2)	$v5 \rightarrow v5$ (1)
$sm2 \rightarrow sm2$		
$sm1 \rightarrow sm2$	$v1 \rightarrow v5$ (0)	$v5 \rightarrow v1$ (0)
$sm2 \rightarrow sm1$		

Note: number in parentheses shows the number of switching

Table 8. Optimized output-sector transition

Normal rotation (1-sector change)

sector mode change	v1 update timing	v5 update timing
$sm1 \rightarrow sm2$	$v1 \rightarrow v1$ (2)	$v5 \rightarrow v5$ (0)
$sm2 \rightarrow sm1$	$v1 \rightarrow v1$ (0)	$v5 \rightarrow v5$ (2)

Note: number in parentheses shows the number of switching

Reverse rotation (1-sector change)

sector mode change	v1 update timing	v5 update timing
$sm1 \rightarrow sm2$	$v1 \rightarrow v1$ (0)	$v5 \rightarrow v5$ (2)
$sm2 \rightarrow sm1$	$v1 \rightarrow v1$ (2)	$v5 \rightarrow v5$ (0)

Note: number in parentheses shows the number of switching

Sudden change (over 2 sector change)

sector mode change	v1 update timing	v5 update timing
(unrelated)	$v1 \rightarrow v1$ (2)	$v5 \rightarrow v5$ (2)

Note: number in parentheses shows the number of switching

Table 9. Optimized input & output sector simultaneous transition

input sector change	v1 update timing	v5 update timing
$1 \rightarrow 2, 3 \rightarrow 4, 5 \rightarrow 6,$ $7 \rightarrow 8, 9 \rightarrow 10, 11 \rightarrow 12$	$v1 \rightarrow v5$ (0 or 2)	$v5 \rightarrow v1$ (0 or 2)
$2 \rightarrow 3, 4 \rightarrow 5, 6 \rightarrow 7,$ $8 \rightarrow 9, 10 \rightarrow 11, 12 \rightarrow 1$	$v1 \rightarrow v1$ (0 or 2)	$v5 \rightarrow v5$ (0 or 2)

Note: number in parentheses shows the number of switching

〈入力セクタ移行時〉 Table 7 は、入力セクタ変化時の最適移行パターンを示している。括弧内の数字は、そのときに伴うスイッチング数である。 sm の変化と更新タイミングから移行パターンを決定できる。なお、スイッチング 2 回となる $v1$ 更新の箇所での移行を禁止することも可能である。その際は、1 制御周期の期間、スイッチングパターンとデューティの情報をラッチしておき、次の $v5$ 更新時にセクタ移行を完了させる。1 制御周期分の応答遅れを生じるが、常に 1 回以下のスイッチングに限定することができる。

〈出力セクタ移行時〉 Table 8 は、出力セクタ変化時の最適移行パターンであるが、結果として通常の折り返し方法で自ずと最適化されている。出力電圧指令値に関しては、正転/逆転の両方向において、セクタが 1 つずつ変化する定常状態を考慮する。負荷急変などでセクタが飛ぶ可能性もあるが、その際は応答性を優先し、通常の折り返し方法で移行する。なお、同様のラッチ処理を行えば、移行時のスイッチングを 0 回に限定することもできる。

〈入力・出力セクタ同時移行時〉 稀に入力と出力のセクタが同時に移行する可能性がある。このような場合は Table 9 に示すとおり、入力セクタの変化を判別して移行パターンを決定できる。

〈3・5〉制御ブロック図 Fig. 12 に、提案するスイッチングパターン変換法の制御ブロック図を示す。入力電圧検出値 V_i , 出力電圧指令値 V_o^* , 入力位相指令値 Δ_i^* ($\bar{V}_i$

Fig. 12. Control block diagram of proposed method

と $\vec{i}^*$ の位相差) から、仮想間接方式のデューティを演算する。また、入出力セクタ、電圧指令領域などの情報を読み取る。これらの情報を用いて Table 4 のいずれかのスイッチングパターンを選択するが、Table 6 のデューティ変換で (11) 式を満たす 1 パターンを最終的に適用する。入出力のセクタ移行タイミングを検出し、必要に応じてセクタ移行時のスイッチング最適化処理を行う。その後段で PWM 制御信号を生成し、任意の転流処理を用いてゲートドライブする。

本手法は、従来の仮想間接方式に対して、テーブル処理と加減算を主体とした簡素な演算アルゴリズムを追加する形となる。セクタ移行最適化処理についても FPGA 等のハードウェアで構成できるので、演算負荷を大幅に増大させることなく性能向上を実現できる。

4. 実験結果および考察

〈4・1〉 LR 負荷実験結果 提案方式の実現可能性は、文献 (10) においてシミュレーションで確認している。本稿では、Table 10 に示す条件で実験を行った。提案手法の PWM 性能を確認するため、電流フィードバック制御系を持たないオープンループ制御の LR 負荷とした。転流方式は、一般的な負荷電流極性検出形の 4 ステップ転流方式 (1 ステップ $2\mu s$ に設定) を用いている⁽¹²⁾。デッドタイム補償や入力フィルタ進み成分の位相補償などを適用すると、これによる特性の差を生じるので行っていない。

従来の仮想間接方式の実験結果を Fig. 13、提案方式の実験結果を Fig. 14 に示す。波形は上から、入力 R 相電圧、入力 R 相電流、出力 UV 線間電圧、出力 U 相電流である。文献 (10) のシミュレーション波形と同様の結果が得られており、提案方式では出力電圧・電流歪みが従来方式よりも低減されている。〈3・2〉節 Fig. 11 で説明したように、制御方針に従って出力電圧を指令値に近いベクトルで PWM 制御し、転流による電圧誤差の影響度を低減したためである。

〈4・2〉 高調波解析結果 LR 負荷実験結果について、高調波解析を行った。Fig. 15 は入力電流、Fig. 16 は出力線間電圧、Fig. 17 は出力電流で、それぞれ両方式の解析結果を比較している。まず、出力側の特性について考察する。

Table 10. Experimental conditions (LR-load)

Power Source	3 ϕ 200 V _{RMS} , 50 Hz
Input Power Factor	$\cos\Delta_i = 1$
Input Filter	Lf: 1mH, Cf: 24 μ F (phase)
LR Load	L: 5mH, R: 15 Ω
Output Reference	output frequency: $f_o^* = 40$ Hz Low line voltage: $Vol^* = 50$ V _{RMS} High line voltage: $Vol^* = 173$ V _{RMS}
Control Frequency	f_c : 12kHz (i.e. carrier freq. 6kHz)

Fig. 13. Experimental result of conventional method

Fig. 14. Experimental result of proposed method

Fig. 16, Fig. 17 の出力電圧・電流高調波結果より、提案方式は PWM キャリア周波数の側帯波と、〈3・2〉節 Fig. 11 で述べた転流誤差の影響による低次高調波 (5 次, 7 次) を中心に低減できている。ただし、キャリア周波数ピーク値については大きくなる。この理由は文献 (8) でも考察されているが、提案方式のように中間相を介したスイッチングを行うと、相電圧は例えば最小相→中間相→最大相という順序でキャリア周期に合わせて階段状に変化する。そのため、周波数成分がキャリア近傍に集中する。一方、従来方式は、例えば最小相→最大相→中間相という凹凸の電圧変化を含むので、周波数成分がキャリア近傍から分散しやすい。この点の評価は様々であるが、本論文の主題を鑑みて、転流

Fig. 15. FFT analysis comparison of input current

Fig. 16. FFT analysis comparison of output line voltage

Fig. 17. FFT analysis comparison of output current

Fig. 18. Improvement of commutation error (FFT analysis of output line voltage: low frequency region)

誤差の影響を含む総合歪み率（後述）の観点からは、提案方式が優れている。

ここで、転流による電圧誤差の改善効果を確認するために、その影響が最も大きく現れる5次、7次高調波付近を拡大した図をFig. 18に示す。図中の理想値は、転流電圧誤差の影響がなく理想指令値通りのPWM電圧を印加した場合の周波数分布を参考として示したものである。提案方式の方が理想分布に近いので、転流シーケンスによって発生する低次高調波の低減効果が確認できる。

次に、Fig. 15の入力電流の結果に着目すると、PWM周

(a) conventional method

(b) proposed method

Fig. 19. Comparison of input current vectors

(a) input current THD

(b) output line voltage THD

(c) output current THD

(d) δ evaluation function

 Fig. 20. THD & δ characteristics comparison

波数周辺の高調波は逆に従来方式で低くなる。この理由について、Fig. 5の入力側の直接形空間ベクトルで考察する。例えば入力セクタ1、出力セクタ1において、従来方式でPWM制御に用いる空間ベクトルは、Table 5に示したとおりRRT, RRT, RRS, RSS, SSSである。提案方式では、例えばTable 4の $sp=2$ を用いていたとすると、STT, SST, RSS, RRS, RSTとなる。これらを、入力電流空間ベクトルで表現するとFig. 19となる。従来方式は、常に60度位相差内のベクトルで構成されているのに対し、提案方式では120度位相差のベクトルを用いている。そのため、位相差が大きい提案方式ではPWM周波数の高調波が従来方式よりも大きくなる。入力と出力の性能にはトレードオフの関係があり、1つの変換器で入出力を同時に制御するMCにとって、原理的な問題であると言える。

入力電流、出力線間電圧、出力電流に関して総合高調波歪み率（50kHzまで）を求めて、各電圧領域で比較したものをFig. 20に示す。出力電圧・電流では、出力最優先の方針に準じて、全電圧領域にわたり、従来方式よりも良い特性が得られている。一方、提案方式の入力電流は前述の理由から歪み率が増加しているが、高調波ガイドラインに規定される40次までの総合歪み率で両方式を比較した場合

Table 11. THD & δ Comparative Chart ($V_{ol}^* = 173 V_{rms}$)

Method	input current THD	output voltage THD	output current THD	δ evaluation eq.(12)
conventional	6.5%	55.4%	4.4%	0.00503
proposed	6.9%	48.7%	3.7%	0.00237

Fig. 21. FFT analysis of common-mode voltage (simulation)

は、入力 LC フィルタの共振成分や低次調波の影響が支配的になり、従来方式 5.5%，提案方式 5.1%と逆の結果が得られる。ただし、フィルタコンデンサに流入する高調波電流量としては提案方式で大きくなるため、熱損失を考慮した設計などの注意を要する。

また、出力線間電圧の高調波解析結果から、(12) 式に示す簡易的なトルクリプル評価関数を用いて両方式を比較した。Table 11 および Fig. 20(d) に示す。この結果からも、提案方式の出力特性改善効果が見られる。

$$\delta = \frac{1}{A_1} \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \left(\frac{A_{6n-1}}{6n-1} \right)^2 + \left(\frac{A_{6n+1}}{6n+1} \right)^2 \right\}} \dots \dots \dots (12)$$

(where n is the natural number, and A_m is the amplitude of m -order's harmonic voltage).

〈4・3〉 コモンモード電圧解析 提案方式は、転流電圧誤差低減による出力制御性能向上を目的とした手法であるが、負荷中性点電位変動を抑制する効果も考えられる。そこで、シミュレーションで従来方式⁽³⁾と提案方式の比較を行った。Fig. 21 は、コモンモード電圧の周波数解析結果である。低次高調波は、3 相電圧指令 (40Hz) および 3 相電源 (50 Hz) の大中小関係の切り換えに伴う 3 倍周波数成分 (120Hz, 150Hz) でピーク値を持つ。文献(3)の従来方式も常に電源中間相で零ベクトルを構成し、コモンモード電圧ピーク値を低減する手法であるので、この周波数領域では提案方式との差がほとんど見られない。一方、キャリア周波数付近の成分に着目すると、〈4・2〉節で述べた理由で同様の結果が確認できる。すなわち、提案方式では高調波がキャリア成分に集中し、従来方式では側帯波に分散する。この評価は難しいが、キャリア周波数ピーク値以外の高周波領域では、提案方式で低減効果が見られる。

Fig. 22. Experimental result of the vector controlled induction motor (4 pole-2.2 kW) @ 800 min⁻¹

〈4・4〉 モータドライブ実験結果 参考として、2.2kW-4 極誘導電動機（基底／最高回転数 500/2,000 min⁻¹，定格電圧実効値 124/190 V，定格電流実効値 17.0/9.0 A）を、提案方式でベクトル制御した実験波形を Fig. 22 に示す。負荷 45%相当，800 min⁻¹ で定速駆動した例であるが、モータ負荷においても良好な波形が得られている。

5. あとがき

本稿では、直接形空間ベクトル表現における幾何学的なスイッチングパターン変換法を提案した。仮想間接方式の簡素な演算を利用しつつ、出力制御性能を向上するパターンに変換し、その改善効果を理論的考察、実験および解析比較結果から証明した。本手法は、制御方針を変更すれば入力電流高調波低減を優先するなどの様々な効果に置き換えることが可能である。また、これまで冗長とされてきた回転ベクトルパターンを有効活用できることを明確にして、常に電圧差の小さい転流を実現した。さらに、セクタ移行時のスイッチングにおいて、空間ベクトルの出力順序を並び換えて最適化する手法も提案した。

今後の課題として、コモンモード電圧の実験と評価、各種転流方式による改善効果の比較、デッドタイム補償方式などの検討を行っていく所存である。

(平成 19 年 7 月 31 日受付，平成 20 年 1 月 9 日再受付)

文 献

- (1) 電気学会：「直接形交流電力変換回路とその関連技術の現状と課題」，電気学会技術報告第 998 号 (2005-2)
- (2) L. Huber and D. Borejevic: "Space Vector Modulated Three-Phase to Three-Phase Matrix Converter with Input Power Factor Correction", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol.31, No.6, pp.1234-1246 (1995-11)
- (3) H.J. Cha and P.N. Enjeti: "An Approach to Reduce Common-mode Voltage in Matrix Converter", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol.39, No.4 (2003-7)
- (4) A. Ishiguro, T. Furuhashi, M. Ishida, S. Okuma, and Y. Uchikawa: "Output Voltage Control Method of PWM-Controlled Cycloconverters with Space Vectors", *T. IEE Japan*, Vol.110-D, No.6, pp.655-663 (1990-6) (in Japanese)
石黒章夫・古橋 武・石田宗秋・大熊 繁・内川嘉樹：「空間ベクトルを用いた PWM 制御サイクロコンバータの出力電圧制御法」，電学論 D, **110**, 6, pp.655-663 (1990-6)

- (5) L. Helle, K.B. Larsen, A.H. Jorgensen, S. Munk-Nielsen, and F. Blaabjerg: "Evaluation of Modulation Schemes for Three-Phase to Three-Phase Matrix Converters", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol.51, No.1, pp.158-171 (2004-2)
- (6) P. Mutschler and M. Marcks: "A Direct Control Method for Matrix Converters", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol.49, No.2, pp.362-369 (2002-4)
- (7) T. Takeshita and H. Shimada: "Matrix Converter Control Using Direct AC/AC Conversion Approach to Reduce Output Voltage Harmonics", *IEEJ Trans. IA*, Vol.126-D, No.6, pp.778-787 (2006-6) (in Japanese)
竹下隆晴・島田大志:「出力電圧高調波を低減する AC/AC 直接変換方式マトリックスコンバータ制御」, 電学論 D, **126**, 6, pp.778-787 (2006-6)
- (8) J. Itoh, A. Odaka, I. Sato, H. Ohguchi, and N. Eguchi: "A Comparison of PWM Pattern for Matrix Converter", *IEEJ Trans. IA*, Vol.126-D, No.9, pp.1178-1184 (2006-9) (in Japanese)
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, **126**, 9, pp.1178-1184 (2006-9)
- (9) Y. Tadano, S. Urushibata, M. Nomura, and T. Ashikaga: "A study of space vector modulation method for three-phase to three-phase matrix converter", *Proc. of Ind. Appl. Soc. Conf. IEE-Japan 2006*, I-87, pp.481-484 (2006-8) (in Japanese)
只野裕吾・漆畑正太・野村昌克・足利 正:「マトリックスコンバータの空間ベクトル変調法の検討」, 平 18 電学産業応用部大, I-87, pp.481-484 (2006-8)
- (10) Y. Tadano, S. Urushibata, M. Nomura, Y. Sato, and M. Ishida: "Direct Space Vector PWM Strategies for Three-Phase to Three-Phase Matrix Converter", *IEEE Proc. of the 4th Power Conversion Conference (PCC- Nagoya/Japan)*, April, 2007, LS4-1-3, pp.1064-1071 (2007-4)
- (11) S. Hamada and Y. Tadano: "The Conversion Method of Switching Patterns in Space Vector Modulated Matrix Converter" *Proc. of Ind. Appl. Soc. Conf. IEE-Japan 2007*, I-13, pp.215-218 (2007-8) (in Japanese)
濱田鎮教・只野裕吾:「マトリックスコンバータの空間ベクトル変調におけるスイッチングパターン変換法」, 平 19 電学産業応用部大, I-13, pp.215-218 (2007-8)
- (12) K. Kato and J. Itoh: "Development of a Novel Method which Drastically Suppresses Commutation Failure of a Matrix Converter", *IEEJ Trans. IA*, Vol.127-D, No.8, pp.829-836 (2007-8) (in Japanese)
加藤康司・伊東淳一:「マトリックスコンバータの転流失敗を激減する新しい転流方式の開発」, 電学論 D, **127**, 8, pp.829-836 (2007-8)

只 野 裕 吾 (正員) 1977 年 5 月, 愛知県生。2002 年 3 月, 三重大学大学院工学研究科博士前期課程修了。同年 4 月, (株) 明電舎に入社。総合研究所を経て, 現在, 製品開発グループ基礎技術開発部に所属し, パワーエレクトロニクス機器を主とした制御技術に関する研究開発に従事。

濱 田 鎮 教 (正員) 1981 年 10 月, 広島県生。2006 年 3 月, 島根大学大学院総合理工学研究科博士前期課程修了。同年 4 月, (株) 明電舎に入社。現在, 製品開発グループ基礎技術開発部に所属し, パワーエレクトロニクスに関する研究開発に従事。

漆 畑 正 太 (正員) 1979 年 1 月, 愛知県生。2003 年 3 月, 豊橋技術科学大学大学院工学研究科修士課程修了。同年 4 月, (株) 明電舎に入社。総合研究所を経て, 現在, 製品開発グループ基礎技術開発部に所属し, パワーエレクトロニクスに関する研究開発に従事。

野 村 昌 克 (上級会員) 1952 年 12 月, 長野県生。1977 年 3 月, 名古屋大学大学院工学研究科博士前期課程修了。同年 4 月, (株) 明電舎に入社。総合研究所を経て, 現在, 製品開発グループ技師長。動力計測, FA 等の計測・制御技術, およびパワーエレクトロニクス全般の研究開発に従事。

佐 藤 之 彦 (上級会員) 1963 年 9 月, 新潟県生。1988 年 3 月東京工業大学大学院理工学研究科電気・電子工学専攻修士課程修了。同年 4 月, 同大学工学部助手, 1996 年, 同助教授。2001 年千葉大学工学部助教授, 2004 年同教授, 現在に至る。この間, 主として半導体電力変換および電気機器に関する教育・研究に従事。博士 (工学)。

石 田 宗 秋 (上級会員) 1952 年 4 月, 愛知県生。1980 年 3 月名古屋大学大学院工学研究科博士課程後期課程電気工学および電子工学専攻修了。同年 4 月, 同大学工学部助手, 1987 年 6 月, 三重大学工学部電気工学科助教授, 1996 年 10 月, 同大学工学部教授, 現在に至る。半導体電力変換, 計測自動制御, エネルギーシステム, 電動機制御等のパワーエレクトロニクス全般の教育・研究に従事。博士 (工学)。