

# フライングキャパシタの電圧アンバランスを維持する 空間ベクトル変調法を用いた出力電流リップル低減

志村 慎士郎, 日下 佳祐 (長岡技術科学大学)

Space Vector Modulation to Maintain Unbalanced Flying Capacitor Voltage for Output Current Ripple Reduction

Shinjiro Shimura, Keisuke Kusaka (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a space vector modulation (SVM) method for maintaining unbalanced flying capacitor (FC) voltages for a three-level flying capacitor converter to reduce the output current ripple. The conventional SVM for balanced FC voltages selects the output voltage vectors that evenly balance FC voltages at half the DC voltage. Conversely, the proposed method maintains the FC voltage in an unbalanced, i.e., at a voltage other than half the DC voltage. The unbalanced FC voltage increases the output voltage level more than the conventional method. The increase number of voltage level helps to reduce the output voltage and current ripple. However, when the FC voltage is unbalanced, the number of overlapped space vectors are reduced, making it difficult to maintain the unbalanced state. In order to solve the above problem, the proposed method achieves ripple reduction of output voltage and current but also maintains the FC voltage unbalanced. The proposed method is evaluated through simulation. The total harmonic distortion of the output voltage is improved by 6.75 %, and the output voltage and current ripple are reduced.

キーワード : フライングキャパシタ, マルチレベルインバータ, 空間ベクトル変調

Keywords : Flying capacitor, Multilevel inverter, Space vector modulation

## 1. はじめに

過去数十年にわたりマルチレベルコンバータとして様々な回路方式が提案されている<sup>(1)</sup>。マルチレベルコンバータは、回路内に複数の異なる電圧を保持し、それらの電圧に対応した主回路スイッチング素子のオンオフ制御により、3値以上の電圧を出力することができる<sup>(2)</sup>。これにより、フィルタに頼ることなく出力の高調波を低減することが可能となる。さらに、直列接続される主回路スイッチ素子の個数が増えるほど、出力電圧レベルは増加し、高調波フィルタ、ノイズフィルタをより小型化できる。マルチレベルコンバータの基本的な回路方式としては、ダイオードクランプ型、カスケード H ブリッジ型、T-type、フライングキャパシタ(FC)型がある。その中でもフライングキャパシタ型コンバータ(FCC)は、追加の電源回路やクランピングダイオードを必要としないため、高パワー密度の観点から他の回路トポロジーと比較して優れている。

FCC の一般的な変調方式として、キャリア位相シフト変調と空間ベクトル変調法(SVM)がある。キャリア位相シフト変調は、回路内のすべてのスイッチング素子が出力基本波周期で均等にスイッチングするため、自然に FC 電圧が

バランスされる。しかし実際には、スイッチング素子のばらつきやデジタル信号の遅延などにより、FC 電圧をバランスさせるための外部制御ループが必要となる<sup>(3)</sup>。それに対して、SVM 法は、空間ベクトルの冗長性を利用して FC 電圧をバランスするようにベクトル選択を行う。この方式により、FC 電圧をバランスするとともに出力電圧/電流の THD を改善できる<sup>(4)(5)</sup>。

一般的な 3 レベル FCC の SVM 法は、FC 電圧を直流電圧の 1/2 倍で均等にバランスさせるための最適な空間ベクトルが選択される<sup>(6)(7)</sup>。この FC 電圧比率を 1/3 倍に変更すると、出力電圧レベルは 4 レベルに増加する<sup>(8)</sup>。しかし、その FC 電圧比率は 1/3 倍に限定され、自由に変更することができない。また、1 制御周期内で FC 電圧を維持させるため、電流リップル低減効果に強い成約を与える<sup>(9)</sup>。

そこで、本稿では FC 電圧をアンバランスすることによって出力電流リップルを低減する新しい SVM 法を提案する。3 レベル FCC を対象に、FC 電圧を電源電圧の 1/2、1/3 倍に限定せず、自由に決定する手法を採用することで、より多くの空間ベクトルを選択することが可能となる。この提案手法は、重複する空間ベクトル数が減少するため、FC 電圧をアンバランスに維持する役割も持つ。つまり、アンバラ

ンスな状態を保ちつつ、電流リプル低減を同時に達成することが可能である。理論の妥当性はシミュレーション結果と出力電圧/電流 THD の解析結果で検証する。

## 2. 3 レベル FCC の空間ベクトル

Figure 1 に提案するマルチレベル FCC の回路図を示す。主回路の構成は従来法と同様であり、各相は 4 つのスイッチング素子( $S_{x1}, S_{x2}, \overline{S_{x1}}, \overline{S_{x2}}$ )と 1 つのフライングキャパシタ  $C_x(x=u, v, w)$  で構成される<sup>(9)</sup>。提案システムの特徴は、従来の回路構成のまま、各相のフライングキャパシタの電圧値をアンバランスに維持するだけで、出力電圧レベルを増大できる点である。

各スイッチング状態における動作モードを Fig. 2 に示す。Fig. 2(a)のように上のスイッチ  $S_{x1}$  と  $S_{x2}$  がオンの時、負荷電圧は電源電圧と等しくなり、Fig. 2(d)のように下のスイッチ  $\overline{S_{x1}}$  と  $\overline{S_{x2}}$  がオンの時、負荷電圧は 0 V となる。また、Fig. 2(b)のように  $S_{x2}$  と  $\overline{S_{x1}}$  がオンの時、負荷には FC 電圧が供

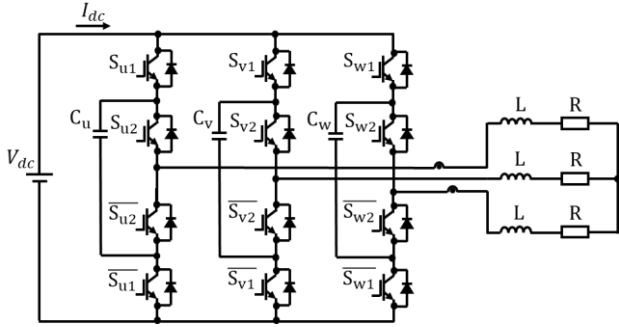


Fig. 1. The circuit diagram of three-level FCC.

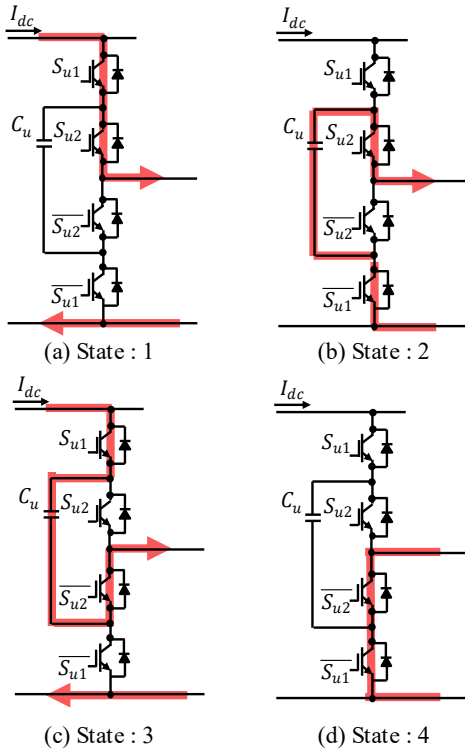


Fig. 2. Current path of a phase in switching state.

Table 1. Relation between switching pulses and voltage level.

States	$S(S_{x1}, S_{x2}, \overline{S_{x1}}, \overline{S_{x2}})$	$V_x$
3	$S(1, 1, 0, 0)$	$V_{dc}$
2	$S(0, 1, 0, 1)$	$V_{fc}$
1	$S(1, 0, 1, 0)$	$V_{dc} - V_{fc}$
0	$S(0, 0, 1, 1)$	0

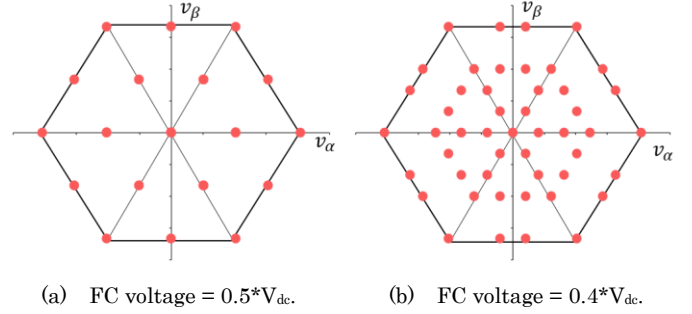


Fig. 3. Space vector diagram with flying capacitor voltage changes.

給され、Fig. 2(c)のように  $S_{x1}$  と  $\overline{S_{x2}}$  がオンの時、負荷には電源電圧から FC 電圧を引いた電圧が供給される。これを表にまとめたものを Table 1 に示す。一般的に FC 電圧は直流電源  $V_{dc}$  の 1/2 倍の電圧でバランスするため、Table 1 のスイッチング状態 1, 2 の時、負荷にはそれぞれ直流電源  $V_{dc}$  の 1/2 倍の電圧が印加される。したがって、相電圧に印加される電圧は 0,  $V_{dc}/2$ ,  $V_{dc}$  の 3 レベルとなる。これを空間ベクトル図上に示すと Fig. 3(a)のようになり、出力できる電圧ベクトル数は重複するベクトルを除くと 19 個となる。一方、提案法では FC 電圧を電源電圧の 50%以外でアンバランスとなるよう維持するため、スイッチング状態 1 と 2 による負荷電圧は等しくならない。したがって、相電圧に印加される電圧は 0,  $V_{fc}$ ,  $V_{dc} - V_{fc}$ ,  $V_{dc}$  の 4 レベルとなる。これを空間ベクトル図上に示すと Fig. 3(b)のようになり、出力ベクトルは 49 個に増大する。このように、FC 電圧比率を変更することで、出力電圧レベルを増大させることが可能となる。ここで FC 電圧比率 40% は一例であり、任意に選択することが可能である。しかし、FC 電圧比率をアンバランスにすることで重複するベクトル数は減少し、FC 電圧を所望の値にバランスさせることが非常に困難になる。次章以降では、Fig. 3 における具体的な空間ベクトル変調法について述べる。

## 3. 従来の空間ベクトル変調

本章では、従来の FC 電圧を直流電源の 1/2 倍でバランスさせるときの SVM 法について述べる。Fig. 4 に従来法 SVM の原理図を示す。Fig. 4 は空間ベクトルを Sec.1~Sec.6 の 6 つに分け、セクタ内で(1)式のインナーベクトルを定義することで等価的な 2 レベル SVM と同様に変調できる。

$$V_{in}^* = |V_{in}^*| \angle \theta_{in} = V^{ref} - V_{6+i} \quad (1)$$

ここで  $\theta_{in}$  はインナーベクトルの位相角、 $i$  は選択する

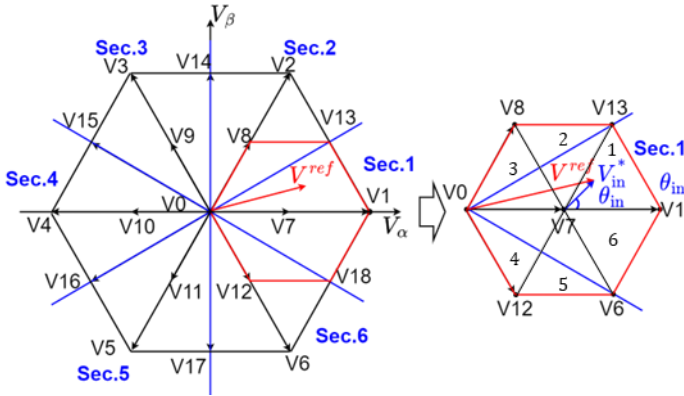


Fig. 4. Three-level SVM.

セクタ番号とする。インナーベクトルの位相角 60 度毎に、各セクタをサブセクタ 1~6 に分け、それぞれのサブセクタを囲む 3 つの空間ベクトル  $V_x, V_y, V_z$  を時間平均し、それらのベクトルを合成することでインバータから出力される。1 制御周期でサンプリングされたインナーベクトル  $V_{in}^*$  は、選択された 3 つの空間ベクトルのデューティ比を  $D_x, D_y, D_z$  とすると出力電圧ベクトルは以下の式により示される<sup>(7)</sup>。

$$V_{in}^* = D_x V_x + D_y V_y + D_z V_z \quad (2)$$

3 レベル FCC においては、選択可能なベクトルには重複するベクトルが存在する。この重複するベクトルは、FC 電圧をバランスするために重要な役割を持つ。そのため、3 レベル FCC では、FC 電圧の状態に応じて適切に重複するベクトルを選択し、FC 電圧の均衡を維持する<sup>(8)</sup>。

#### 4. 提案法による空間ベクトル変調

本章では、FC 電圧比率を変更したときの空間ベクトル変調方式について説明する。FC 電圧比率を変更すると、空間ベクトルが均等に配置されないため、前述した変調方式では FC 電圧を所望の電圧に維持できない。また、出力電流リップル低減の観点から、有効な変調方式とならない。したがって、後述する変調指標を基に新しい SVM 法を提案する。

FCC の空間ベクトルは、位相角 60 度ごとに 6 つのセクタに分けられる<sup>(6)(9)</sup>。Fig. 5 に提案する空間ベクトルの 0~60 度における拡大図を示す。Fig. 5 では、各ベクトルの他に、FC の充放電状態が示されている。例えば、V37:112[+,+,-] は、ベクトル V37 の uvw 相電圧状態が Table1 の 1,1,2 であり、Cu, Cv, Cw の充放電状態がそれぞれ充電・充電・放電であることを意味する。FC の充放電状態は力率によって決定も決定されるが、ここでは一例として力率 1 の時を示している。

提案する SVM 法は以下の 2 つのコンセプトを達成するために最適なベクトル選択を行う。

- 出力電圧/電流リップルを最小となるベクトルを選択する
- 平均 FC 電圧を所望の電圧に維持できないとき、選択するベクトル 3 点を広げる

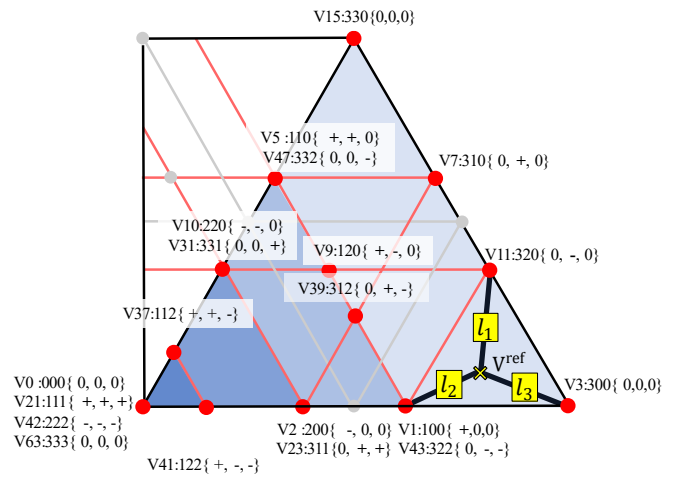


Fig. 5. Proposed space vector modulation and charge/discharge states.

#### <4.1> 出力電流リップル最小化のためのベクトル選択

まず、(a)を達成するために、出力電圧指令を囲むベクトル 3 点の三角形が最も小さくなるようにベクトルを選択する。最小の三角形は、電圧指令  $V_{ref}$  と各ベクトルを結ぶ線  $l_1, l_2, l_3$  の長さの合計  $L$  がセクタ内で最も小さいものを選ぶ。選択するベクトル 3 点を  $V_{s1}(v_{s1\alpha}, v_{s1\beta})$ ,  $V_{s2}(v_{s2\alpha}, v_{s2\beta})$ ,  $V_{s3}(v_{s3\alpha}, v_{s3\beta})$  とすると、線  $l_1, l_2, l_3$  と合計  $Length$  は以下の式で表される。

$$l_1 = \sqrt{(v_{s1\alpha} - v_{\alpha}^*)^2 + (v_{s1\beta} - v_{\beta}^*)^2} \quad (3)$$

$$l_2 = \sqrt{(v_{s2\alpha} - v_{\alpha}^*)^2 + (v_{s2\beta} - v_{\beta}^*)^2} \quad (4)$$

$$l_3 = \sqrt{(v_{s3\alpha} - v_{\alpha}^*)^2 + (v_{s3\beta} - v_{\beta}^*)^2} \quad (5)$$

$$L = l_1 + l_2 + l_3 \quad (6)$$

例えば、Fig. 5 の電圧指令  $V_{ref}$  を出力するために、V39, V1 もしくは V43, V11 を選択する。このとき、V1 と V43 は重複するベクトルであり、FC 電圧維持に役立つ。しかし、重複するベクトルの数は従来法よりも大幅に減少するため、FC 電圧維持が困難となる。したがって次節では、提案法(b)のコンセプトに基づき、FC 電圧が所望の電圧に維持できるまでベクトルの三角形を広げる方法について述べる。

#### <4.2> FC 電圧維持のためのベクトル選択

FC 電圧指令を  $V_{fc}^*$  としたとき、三角形を広げるタイミングは Fig. 6 に基づく。Fig. 6 では FC 電圧変動の許容値  $\pm V_h$  を設け、フィードバックした FC 電圧と比較する。このとき、①の期間は積極的に充電するようにベクトルを広げ、②の期間は放電するようにベクトルを広げる。それ以外の期間は三角形が最小となるようにベクトルを選択する。

三角形を構成するベクトル 3 点から、それぞれのデューティ比  $D_{s1}, D_{s2}, D_{s3}$  は、以下の式で表される。

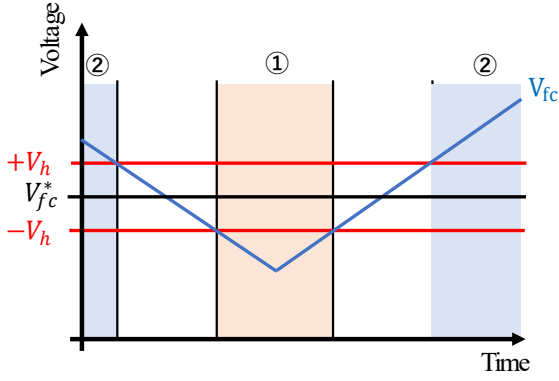


Fig. 6. FC voltage and the limit voltage.

$$\begin{bmatrix} D_{s1} \\ D_{s2} \\ D_{s3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s1\alpha} & v_{s2\alpha} & v_{s3\alpha} \\ v_{s1\beta} & v_{s2\beta} & v_{s3\beta} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_{\alpha}^* \\ v_{\beta}^* \\ 1 \end{bmatrix} \quad (7)$$

ここで $v_{\alpha}^*$ ,  $v_{\beta}^*$ は, 電圧指令 $V_{ref}$ の $\alpha\beta$ 座標を示す。式(7)から各相の FC 電流 $I_{fcU}$ ,  $I_{fcV}$ ,  $I_{fcW}$ は以下の式で表される。

$$\begin{bmatrix} I_{fcU} \\ I_{fcV} \\ I_{fcW} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{fcU}^{s1} & i_{fcU}^{s2} & i_{fcU}^{s3} \\ i_{fcV}^{s1} & i_{fcV}^{s2} & i_{fcV}^{s3} \\ i_{fcW}^{s1} & i_{fcW}^{s2} & i_{fcW}^{s3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_{s1} \\ D_{s2} \\ D_{s3} \end{bmatrix} \quad (8)$$

ここで $i_{fcU}^{sx}$ ,  $i_{fcV}^{sx}$ ,  $i_{fcW}^{sx}$ は  $V_{sx}$  のスイッチング状態と相電流の極性によって決定する FC 電流とする。各相の FC 電流は 3 つのベクトルによる FC 電流の合成で求めることができる。この式(8)は 1 制御周期中にセクタ内の全ベクトル 20 個のすべての三角形で計算される。Fig. 6 の ①と②の領域では, 式(8)で算出した各相の FC 電流が以下の条件を満たすように拡張したベクトルの選択を行う。

$$\begin{aligned} \text{charge} &\rightarrow 0.1 < I_{fcx} < 1 \\ \text{discharge} &\rightarrow -1 < I_{fcx} < -0.1 \end{aligned}$$

## 5. シミュレーションによる検証

### <5.1> 提案する SVM 法による出力波形

Fig. 7 に従来の 3 レベル FCC の出力波形, Fig. 8 に提案する SVM 法による出力波形を示す。シミュレーション条件は, 直流電源を 100 V とし, Fig. 7 においては FC 電圧指令を 50 V, Fig. 8 においては FC 電圧指令を 40 V, 変調率 0.8, 出力基本波周波数を 50 Hz, 出力インダクタンス  $L$  は 0.5 mH( $\%Z=0.03\%$ )とした。キャリア周波数は 10 kHz としており, デッドタイムは考慮していない。Fig. 7 より, 直流電源の 1/2 倍で FC 電圧がバランスしている従来法に対して, Fig. 8 では提案する新しい SVM によって FC 電圧を 40 V のアンバランスに維持できていることが確認できる。これにより, 従来法では出力相電圧レベルが 3 レベルであるのに対し, 提案法では相電圧を 5 レベルで出力することが可能となった。線電流のピーク前後のリプル量は, 従来法と比較して小さくなっていることが確認できる。

### <5.2> FC 電圧の比較

Fig. 9 に FC 電圧 20 V のときの出力波形, Fig. 10 に FC 電

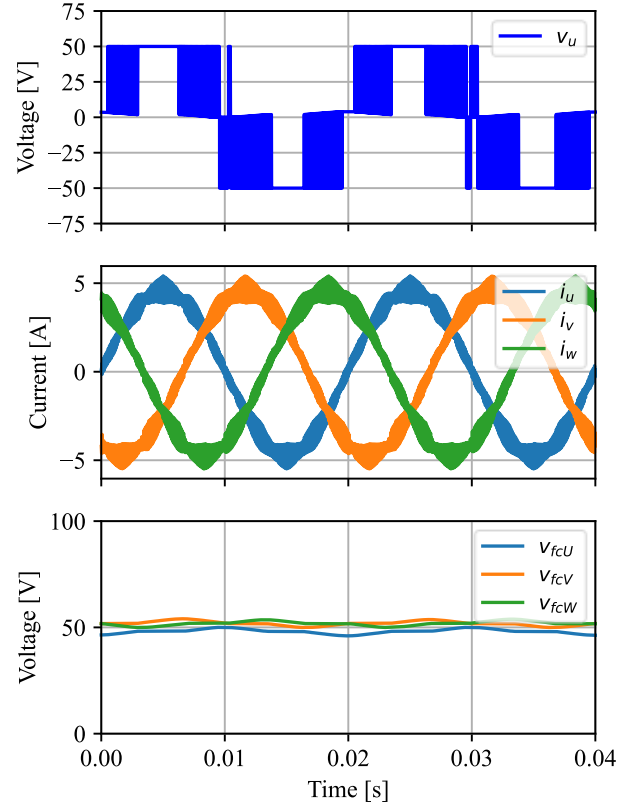


Fig. 7. Output waveforms of conventional SVM.

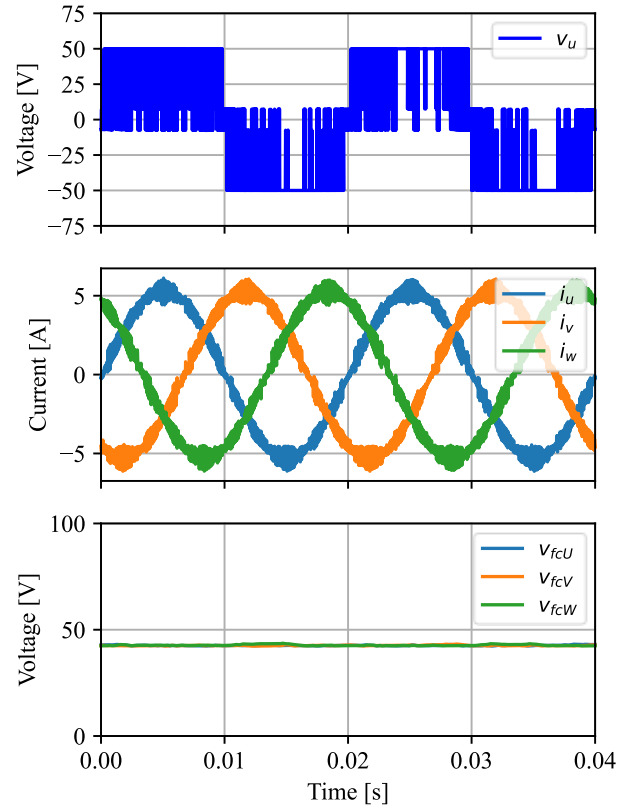


Fig. 8. Output waveforms of proposed SVM.

圧 30V のときの出力波形を示す。シミュレーション条件は, FC 電圧以外前節と同様とした。2 つの波形を比較すると, FC 電圧 30 V の方が出力電圧リプルを低減できていることが確認できる。これにより, 電流のリプルも FC 電圧

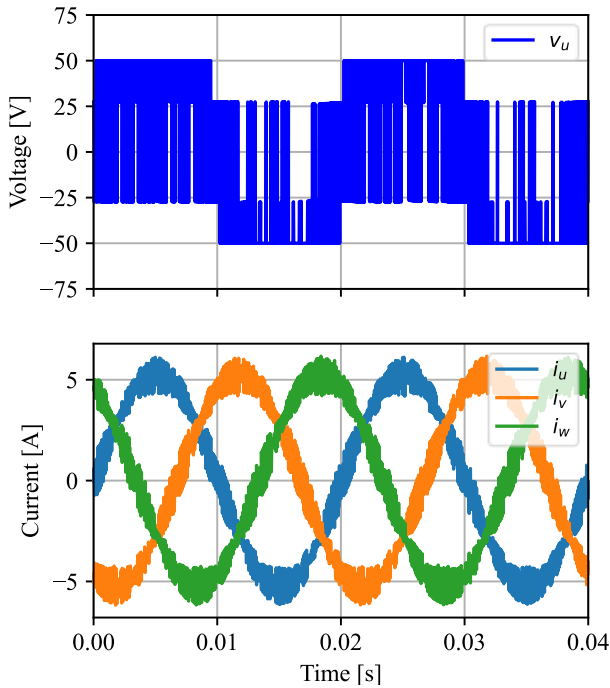


Fig. 9. FC voltage =  $0.2 \cdot V_{dc}$ .

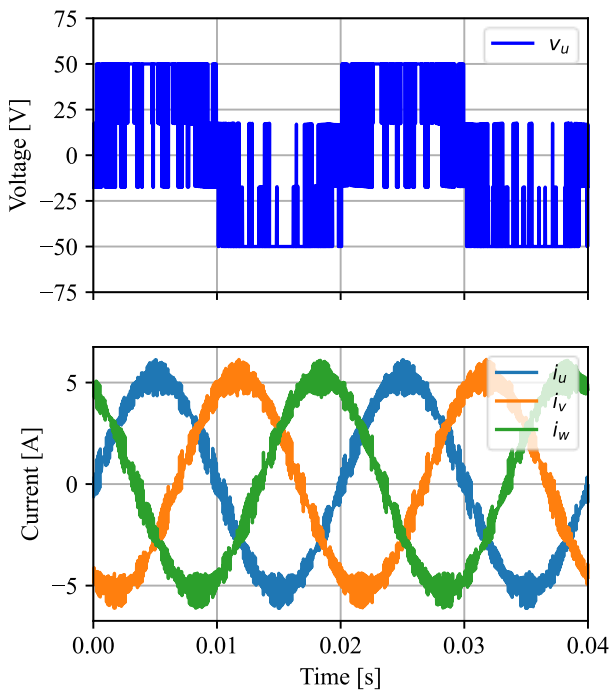


Fig. 10. FC voltage =  $0.3 \cdot V_{dc}$ .

が 30 V の際により小さくなっている。また、FC 電圧が 40 V の時の Fig. 8 が一番出力電圧/電流リップル低減できることが前節の結果から確認できる。

### ＜5.3＞ 電圧/電流 THD の評価

従来法と提案法の THD (2000 次まで) を比較した結果を table1 に示す。このとき、変調率は 0.8、FC 電圧は直流電源の 40% で維持しているものとする。従来法では電圧 THD が 38.00% であるが、提案法では 31.25% となり、電圧 THD を 6.75% 低減することを確認した。これにより電流 THD も改

Table. 1. THD comparison of conventional and proposed method.

	THD	
	$0.5V_{dc}$	Proposed
Voltage( $V_u$ )	38.00%	31.25%
Current( $I_u$ )	9.73%	7.11%

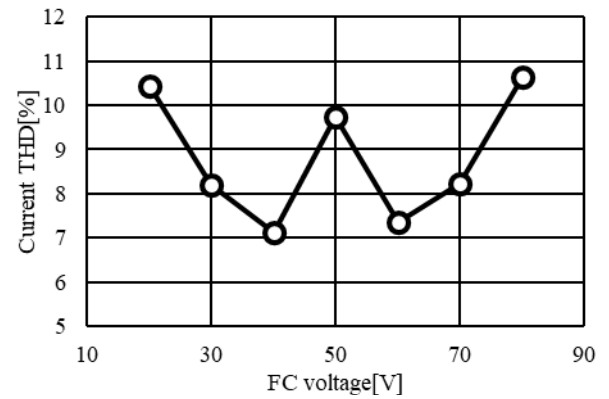


Fig. 11. Current THD by FC voltage value.

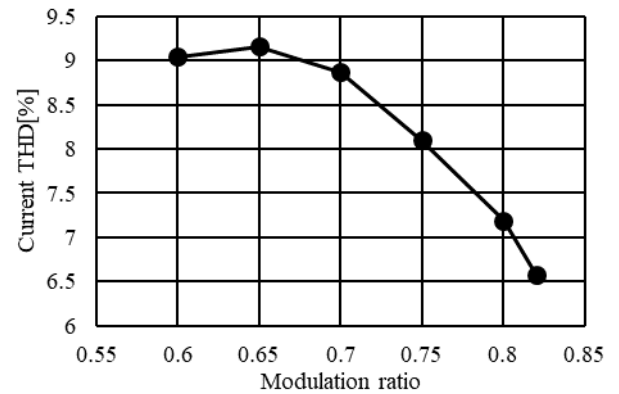


Fig. 12. Current THD by modulation ratio.

善し、今回のシミュレーション条件では、2.5% の低減が確認できた。この提案手法の効果は変調率によって異なり、一概に FC 電圧を直流電源の 40% で維持することが望ましいとは限らない。

Fig. 11 に FC 電圧の違いによる電流 THD の解析結果を示す。このときのシミュレーション条件は前節と同様である。シミュレーション結果より、直流電圧の半値である 50 V を中心にほぼ対称的な結果となることがわかる。これは、空間ベクトルが 50 V を中心にして対称的に配置され、FC 電圧が 40 V と 60 V、30 V と 70 V、20 V と 80 V で同様の空間ベクトルが描かれるためである。FC 電圧が 40 V もしくは 60 V のとき、30 V もしくは 70 V のときは従来法よりも THD を改善できることを確認した。

Fig. 12 に変調率の違いによる電流 THD を示す。シミュレーション条件は、FC 電圧を 40 V とし、他は前節と同様である。変調率 0.6-0.7 間は電流 THD に違いはほとんどなかったのに対して、0.7 - 0.82 間では THD の改善が確認でき

---

た。特に電圧制限に近い変調率 0.82 のときでは 6.6 %となり、最も THD を改善した。

## 6. まとめ

本稿では、従来の 3 レベルフライングキャパシタコンバータと同様の回路構成で、出力電流リップルを低減する新しい SVM 法を提案し、シミュレーションで検証した。提案法では 3 レベル FCC を対象に、FC 電圧を電源電圧の 1/2, 1/3 倍に限定せず、より自由に決定する。これにより、電流リップル低減のためにより多くの空間ベクトルを選択することが可能となった。変調指標として、(a)出力電圧/電流リップルを低減する、(b)FC 電圧を所望の値に維持することを満足するようにベクトルの最適選択を行った。その結果、提案する FCC が良好に波形を出力することを確認した。また、電圧 THD の解析により、従来法よりも 6.75%改善できることを確認した。さらに、FC 電圧と変調率の違いによる電流 THD の解析を行い、FC 電圧が 40 V の時と変調率が 0.82 の時に最も THD を改善できることを確認した。

## 文 献

- (1) S. Kouro et al., "Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters," in IEEE 666Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, no. 8, pp. 2553-2580, Aug. 2010.
- (2) Jih-Sheng Lai and Fang Zheng Peng, "Multilevel converters-a new breed of power converters," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 32, no. 3, pp. 509-517, May-June 1996.
- (3) C. Feng, J. Liang and V. G. Agelidis, "Modified Phase-Shifted PWM Control for Flying Capacitor Multilevel Converters," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22, no. 1, pp. 178-185, Jan. 2007.
- (4) S. Choi and M. Saeedifard, "Capacitor Voltage Balancing of Flying Capacitor Multilevel Converters by Space Vector PWM," in IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 27, no. 3, pp. 1154-1161, July 2012.
- (5) J. Amini, "An Effortless Space-Vector-Based Modulation for N - level Flying Capacitor Multilevel Inverter With Capacitor Voltage Balancing Capability," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, no. 11, pp. 6188-6195, Nov. 2014.
- (6) M. M. da Silva and H. Pinheiro, "Voltage balancing in flying capacitor converter multilevel using space vector modulation," 2017 IEEE 8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), Florianopolis, Brazil, 2017, pp. 1-5.
- (7) A. R. Beig, G. Narayanan and V. T. Ranganathan, "Modified SVPWM Algorithm for Three Level VSI With Synchronized and Symmetrical Waveforms," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, no. 1, pp. 486-494, Feb. 2007.
- (8) Jing Huang and K. A. Corzine, "Extended operation of flying capacitor multilevel inverters," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 21, no. 1, pp. 140-147, Jan. 2006.
- (9) J. Ebrahimi and H. Karshenas, "A New Modulation Scheme for a Four-Level Single Flying Capacitor Converter," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 68, no. 3, pp. 1860-1870, March 2021.