

出力電流リップルを低減するフライングキャパシタの 電圧アンバランスを維持可能な空間ベクトル変調法

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 novel space vector modulation (SVM) strategy for maintaining the unbalanced flying capacitor voltage of a three-level flying capacitor converter to reduce the output current ripple. The proposed SVM strategy maintains the FC voltage unbalanced, i.e., at a voltage other than half the DC voltage. The output voltage levels are increased from three to four by unbalancing the FC voltage without changing the circuit topology. The increase number of voltage levels helps to reduce the output voltage and current ripple. However, the reduced number of redundant voltage vectors makes it difficult to maintain the unbalanced. The proposed method not only achieves a continuous ripple reduction but also keeps the unbalanced FC voltage. The proposed method is evaluated through simulation and an experiment with a 7-kW prototype. The proposed modulation improved the harmonics of the switching frequency by 26% and increase the converter efficiency by 0.5 point.

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

自動車や産業機器の電動化が急速に進展する中で、高効率で小型な大容量電力変換器の需要が増加している。この産業界の要求に対応するために、近年ではマルチレベルコンバータについての研究が盛んに行われている⁽¹⁾。

マルチレベルコンバータは高耐圧化に優れ、出力電圧を多段化することで、電圧と電流の高調波成分を低減できる。そのため、フィルタに頼ることなく出力高調波を効果的に抑制でき、電力変換器の高パワー密度化が可能となる⁽²⁾。過去数十年にわたりマルチレベルコンバータを幅広い分野で応用するために、様々な回路方式が提案されてきた⁽³⁾。基本的な回路方式には、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⁽⁴⁾。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プ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⁽⁵⁾。

マルチレベル FCC には、同じ電圧レベルを出力するスイッチング状態が複数存在し、適切なスイッチング状態を利用することで FC 電圧を平衡にバランスすることが可能になる⁽⁶⁾⁽⁷⁾。これまで、FC 電圧は平衡バランスしてきたが、文献(8)では FC 電圧比率を変更することで電圧レベル数を

増大することが示された。しかしながら、キャリア位相シフト変調(CSPWM)を用いていることから、出力電流リップル低減において必ずしも適切な方法とは言えない⁽⁹⁾。一方、出力電流リップル低減に最適な方法として、空間ベクトル変調方式(SVM)が知られている⁽¹¹⁾。FCC に SVM 法を適用する場合、マルチレベルコンバータ特有の冗長性を持つベクトルを利用することによって FC 電圧を平衡に保つ⁽¹²⁾⁽¹²⁾。文献(13)では、FC 電圧比率を変更した時の空間ベクトル変調について提案されているが、FC 電圧比率は固定されており、自由に変更することができない。また、1 制御周期内に FC 電圧を維持するためにスイッチング回数が増えてしまい、効率の面で課題が残る。

そこで、本稿では FC 電圧をアンバランスに維持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 の回路構成をそのまま使用し、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。本提案手法は、冗長な空間ベクトルが減少するため、FC 電圧をアンバランスに維持する役割も持つ。したがって、提案変調では FC 電圧のアンバランス維持と出力電流リップル低減を同時に達成する。理論の妥当性と有用性をシミュレーションと実機実験により検証したので報告する。

2. 3 レベル FCC の空間ベクトル

Fig. 1 に提案する 3 レベル FCC の回路図を示す。各レグは 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。提案システムの特徴は、3 レベル FCC 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にある。

各スイッチング状態における 1 相の動作モードを 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、相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 0V となる。また、Fig. 2(b)のように S_{x2} と $\overline{S_{x1}}$ がオンの時、相電圧として FC 電圧が印加され、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 電圧を減算した電圧が供給される。上記のスイッチングと出力電圧の関係を Table 1 に示す。

Fig. 3 に空間ベクトル図を示す。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

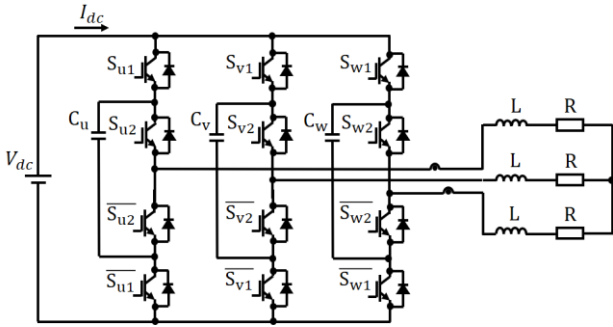


Fig. 1. The circuit diagram of three-level FCC.

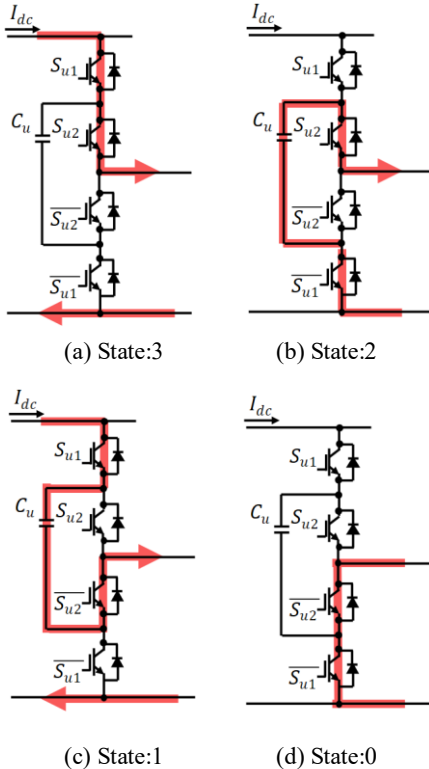
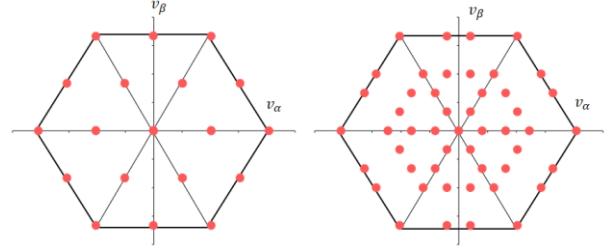


Fig. 2. Current path of a phase in switching state.

Table 1. Relation between switching pulses and voltage.

| 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 |



(a) FC voltage $0.5 \times V_{dc}$ (b) FC voltage $= 0.4 \times V_{dc}$
Fig. 3. Space vector diagram with FC voltage changes.

ッチング状態 1, 2 の時、負荷には直流電源 V_{dc} の 1/2 倍の電圧が印加させる。したがって、相電圧に印加される電圧はスイッチング状態 0, 1 もしくは 2, 3 の 3 レベルとなり、Fig. 3(a)に示すように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 40% でアンバランスに維持するため、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)のように出力ベクトルが 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。ただし、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。以降では、Fig. 3 における空間ベクトル変調について述べる。なお、本節では説明のため FC 電圧を電源電圧の 40% とした場合を説明したが、本電圧はデバイス耐圧内で任意に選択可能である。

3. 一般的な 3 レベル FCC の空間ベクトル変調法

本章では、従来の FC 電圧を直流電源の 1/2 倍で平衡バランスさせるための SVM 法について述べる。Fig. 4 に 3 レベル FCC の空間ベクトル図を示す。一般的な 2 レベルインバータの SVM と同様、6 つのセクタに分けて変調を行う。3 レベル FCC の空間ベクトル図の特徴としては、 $\alpha\beta$ 電圧座標軸の原点を中心とした二層六角形で構成され、64 個の電圧ベクトルが分散していることである。この内、54 個の電圧ベクトルは冗長であり、電圧基本ベクトルは全部で 19 個である。Fig. 4 のように Sector 1 の領域にある電圧指令 V_{ref} が与えられた場合、隣接する 3 つの電圧ベクトル成分に分解し、それぞれの電圧ベクトルを制御周期 T_s のうち T_0, T_1, T_2 の期間出力することで V_{ref} を実現する。

$$V_{ref} \cdot T_s = V_0 T_0 + V_1 T_1 + V_2 T_2 \dots \dots \dots (1)$$

$$T_s = T_0 + T_1 + T_2$$

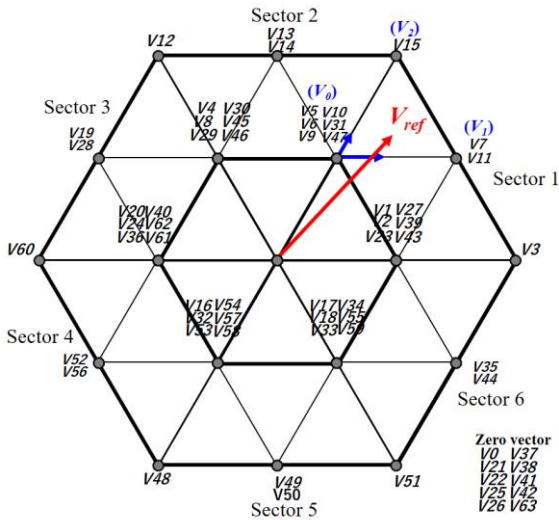


Fig. 4. Space Vector Modulation of 3-level FCC.

Fig. 4に示す電圧指令の場合、隣接するベクトルを選択すると、 V_0 は6通り、 V_1 は2通りの冗長性を持つ。この冗長性を持つベクトルに関して、コスト関数を定義し、FC電圧と出力電流のフィードバックを行うことで、同じ座標内の冗長性を持つベクトルを適切に選択する⁽¹⁰⁾。

4. 提案する空間ベクトル変調法

本章では、FC電圧比率を変更した時のSVM法について説明する。FC電圧を電源電圧の40%で維持した時の空間ベクトル図をFig. 5に示す。電源電圧をアンバランス化したことによりFig. 4の冗長な基本ベクトルは分裂し、4つの六角形(Hex1~Hex4)と原点に配置される。これにより電圧レベルを増大するような空間ベクトル図を構成でき、電圧基本ベクトルが49個に増える。一方で、冗長性を持つ電圧ベクトルのスイッチング状態が減少するため、従来の変調方法ではFC電圧の維持ができない。したがって、提案するSVM法では、以下に示す2つの指標を達成するための最適なベクトル選択を行う。

- (i) FC電圧をアンバランスに維持
- (ii) 出力電圧・電流リップルを最小化

上記2つの指標を達成するようなベクトルは3つ選択され、それぞれのベクトルの出力時間 T_0 、 T_1 、 T_2 は、電圧指令 V_{ref} を実現するために(1)式から導出する。例えば、Fig. 5のようにSector 1の領域にある電圧指令 V_{ref} が与えられた場合、上記指標に基づいてベクトル $V_0 = V9(020)$ 、 $V_1 = V15(230)$ 、 $V_2 = V7(210)$ が選択されたとすると、インバータのゲート信号はFig. 6のようにして生成される。ここで、括弧内の数値は、Table 1を基にしたベクトルのスイッチング状態を表している。

なお、Fig. 5における背景色は、負荷力率1の時に相電流の絶対値が最大となる領域を示しており、 $-30^\circ \sim 30^\circ$ と $150^\circ \sim 210^\circ$ の領域はU相電流、 $30^\circ \sim 90^\circ$ と $210^\circ \sim 270^\circ$ はV相電流、 $90^\circ \sim 150^\circ$ と $270^\circ \sim 330^\circ$ はW相電流が最も大きいことを表す。詳細は次節で述べる。

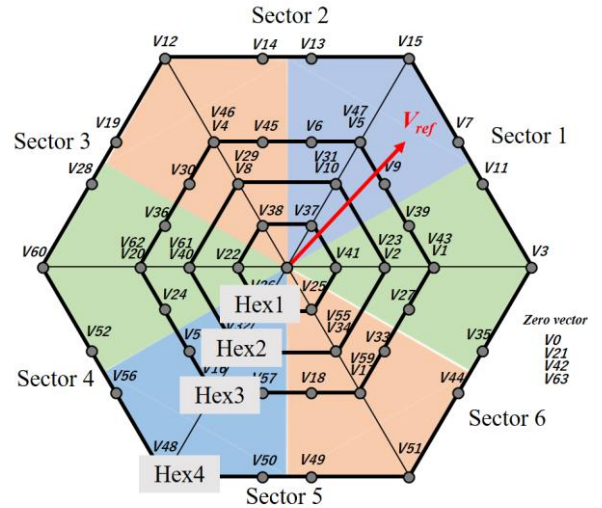


Fig. 5. Hexagon on space vector and charge/discharge regions.

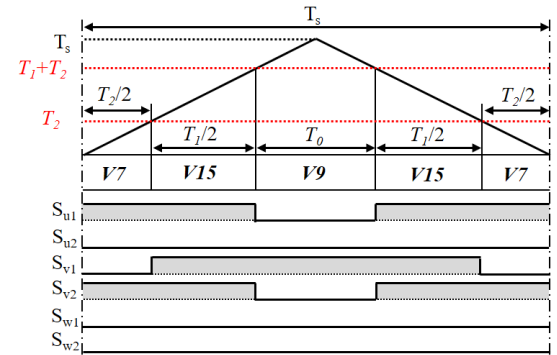


Fig. 6. Voltage output method of proposed SVM.

<4.1> FC電圧アンバランス維持のためのベクトル選択

FC電圧アンバランス維持は、FC充放電指令 v_{fc}^* を基に行われる。FC充放電指令は、次式で決定する。

$$Q_{fc}^x = \begin{cases} 1 & \text{if } v_{fc}^x < v_{fc}^* \\ 0 & \text{if } v_{fc}^x = v_{fc}^* \\ -1 & \text{if } v_{fc}^x > v_{fc}^* \end{cases} \quad \text{for } x \in \{u, v, w\} \dots\dots\dots (2)$$

ここで、 v_{fc}^x はフィードバックしたFC電圧である。このFC充放電指令は、制御周期毎に3相のFCについて算出し、1:充電指令、0:充電もしくは放電のいずれも許容、-1:放電指令を示している。

FC電圧の制御周期中の変動幅 Δv_{fc}^x は次式で算出される。

$$\Delta v_{fc}^x = \frac{1}{C_{fc}} \int i_{fc}^x(t) dt \dots\dots\dots (3)$$

ここで、 C_{fc} はFCの容量とする。上式より、FCを充放電するには、FC電流 i_{fc}^x の大きさと方向を把握する必要があることがわかる。ここでのFC電流は、 x 相レグのスイッチング状態 S_{x1} 、 S_{x2} と出力相電流 i_x によって次式で決まる。

$$i_{fc}^x = \begin{cases} i_x & \text{if } S_{x1} = 0, S_{x2} = 1 \\ -i_x & \text{if } S_{x1} = 1, S_{x2} = 0 \end{cases} \quad \text{for } x \in \{u, v, w\} \dots\dots\dots (4)$$

1 制御周期内に流れる FC 電流は、選択される 3 つのベクトルによって 3 通り存在する。したがって、制御周期中の FC 電圧変動 Δv_{fc}^u は、3 通りの FC 電流による電圧変動の合計として考えることができる。提案変調では、空間ベクトル図の誤差を低減する観点から、制御周期内の FC 電圧変動を電源電圧の 5% 以内に収めるようにする必要がある。

ここからは、これまで述べてきた FC 電圧変動を考慮し、具体的なベクトルの選択方法について説明する。制御周期内に選択するベクトルは 3 つあり、基準ベクトル V_0 、第一ベクトル V_1 、第二ベクトル V_2 とする。この内、基準ベクトル V_0 は、FC 電圧アンバランス維持するためにベクトル選択を行う。前述したとおり、Fig. 5 の背景色は相電流の絶対値が最も大きい領域を示している。(3)式より、この領域は、対応する相の出力電流が最も大きいことで FC 電圧が最も変動しやすい。そこで、基準ベクトル V_0 は、この対応する相のみ(1)式で求めた FC 充放電指令を参照し、セクタ内で指令通りの充放電を行えるベクトルを選択する。ここで、対応する相の充放電に大きく影響を与える電圧ベクトルは、Hex1, Hex2, Hex3 と原点に分布している。そのため、電圧指令の大きさに合わせて、これら六角形の中から FC 充放電指令を達成するベクトルを選択すればよい。また、 V_1 、 V_2 のベクトル選択は、対応する相の充放電を行わないベクトル、すなわち対応する相のスイッチング状態が 0 であるベクトルを選択する。

<4.2> 出力電流リップル最小化のためのベクトル選択

前節を達成するベクトルパターンは、セクタ内でいくつか存在する。まず、選択される電圧ベクトルの出力時間 T_0 、 T_1 、 T_2 は、電圧指令を実現できるように、次式を満たす必要がある。

$$0 < T_i \quad \text{for } i \in \{0, 1, 2\} \dots \dots \dots (5)$$

上式を達成したベクトルパターンの中から、出力電圧・電流リップルが最も小さくなるように最終的なベクトル選択を行う。出力電圧・電流リップルを小さくするためには、出力電圧指令を囲むベクトル 3 点が電圧指令に近い必要がある。したがって、出力電圧・電流リップルを小さくするために、電圧指令と各ベクトルを結ぶ線 l_0 、 l_1 、 l_2 の長さを計算し、合計 L が最も小さいベクトルを選ぶ。

$$l_0 = \sqrt{(v_{0\alpha} - v_{\alpha}^*)^2 + (v_{0\beta} - v_{\beta}^*)^2}$$

$$l_1 = \sqrt{(v_{1\alpha} - v_{\alpha}^*)^2 + (v_{1\beta} - v_{\beta}^*)^2}$$

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

$$L = l_0 + l_1 + l_2 \dots \dots \dots (6)$$

ここで、 $v_{0\alpha}$ 、 $v_{0\beta}$ はベクトル V_0 の座標、 $v_{1\alpha}$ 、 $v_{1\beta}$ はベクトル V_1 の座標、 $v_{2\alpha}$ 、 $v_{2\beta}$ はベクトル V_2 の座標、 v_{α}^* 、 v_{β}^* は電圧指令の座標である。

5. シミュレーションによる検証

Fig. 1 の回路構成を用いて、7kW のシミュレーションで提案変調の動作検証を行った。各パラメータは Table 2 に示す通りである。

<5.1> FC 電圧アンバランス

提案変調を適用した 3 レベル FCC の電流波形と FC 電圧波形を Fig. 7 に示す。Fig. 7 より、FC 電圧を指令通り 120V のアンバランスで維持できていることがわかる。提案変調によって、FC 電圧の変動幅は最大で 15V 以下となり、DC 電圧の 5% 以内に抑えることが可能となった。これにより電圧ベクトルの誤差が出力電流波形に大きな影響を与えることはなく、相電流では指令通りの正弦波出力を得ることができる。

<5.2> 出力電流リップル低減効果

3 レベル FCC で従来の平衡バランスする SVM 法を適用した電流波形を Fig. 8(a)、FFT 解析結果を Fig. 8(b) に示す。また、提案する SVM 法によるアンバランス時の電流波形を Fig. 9(a)、FFT 解析結果を Fig. 9(b) に示す。いずれの波形も U 相電流のみを示している。提案変調により、FC 電圧をアンバランス維持したことによって、相電流に悪影響がないことを確認した。また、FFT 解析の結果から、提案変調によって、スイッチング成分での高調波を 26% 抑制できていることを確認した。このことから、提案変調が、出力電流の

Table 2. Rated values and parameters of three-level FCC.

| Quantity | Value |
|----------------------------|-------------|
| Output Power P_{out} | 7 kW |
| Input voltage V_{in} | 300 V |
| Switching Freq. f_s | 10 kHz |
| Output Freq. f | 50 Hz |
| Load inductance L | 0.346 mH |
| Flying capacitor C_{fc} | 500 μ F |
| FC voltage ref. V_{fc}^* | 120 V |
| Modulation ratio M | 0.82 - |

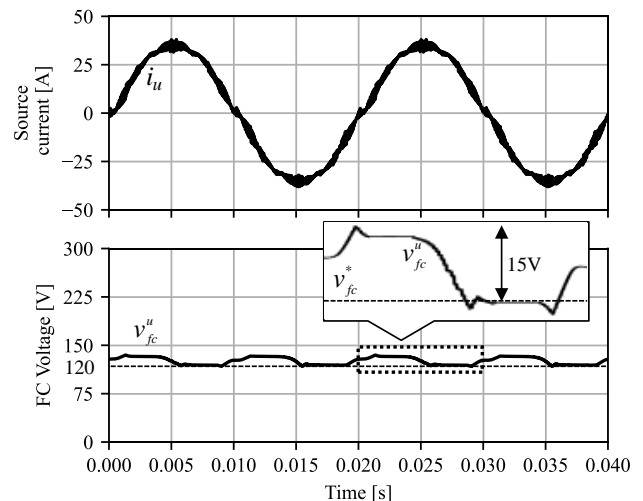


Fig. 7. Voltage output method of proposed SVM.

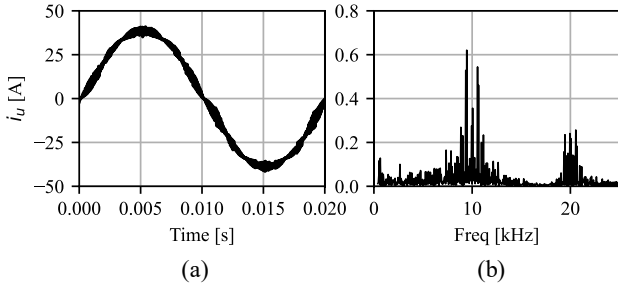


Fig. 8. Waveform of i_u and FFT result with $v_{fc}=150V$. (a) is U-phase current. (b) is FFT analysis result for U-phase current.

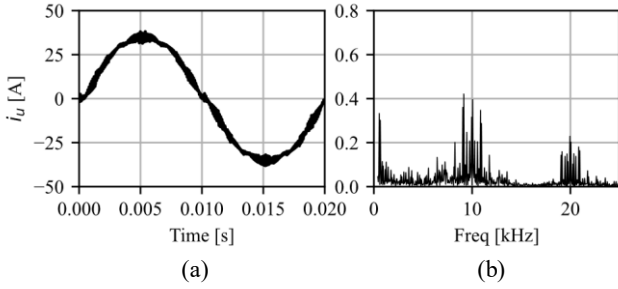


Fig. 9. Waveform of i_u and FFT result with $v_{fc}=120V$. (a) is U-phase current. (b) is FFT analysis result for U-phase current.

スイッチングリプル低減に有効であるといえる。

6. 実機実験による検証

Fig. 1 の回路構成を用いて、FC 電圧を平衡バランスする従来の SVM 法とアンバランス維持する提案 SVM 法の実機実験を行った。実験での各パラメータは、Table 2 に示している。このとき、負荷力率は1、変調率は0.82とした。Fig. 10(a)に FC 電圧を平衡バランス維持した時の出力線間電圧、相電流を示す。FC 電圧は、Fig. 10(b)に示すように、150Vで平衡バランスするように調整されていることが確認できる。Fig. 11(a)に提案変調によってアンバランス維持した時の出力線間電圧、相電流を示す。Fig. 11(a)より、提案変調によって、線間電圧のレベル数を増大できていることが確認できる。Fig. 11(b)からは、FC 電圧は 120Vで調整されていることを確認した。平衡バランス時とアンバランス時の相電流 FFT 結果は Fig. 12 に示す。Fig. 12 から、提案したアンバランス維持する SVM法により、スイッチング周波数成分の高調波を大幅に削減でき、出力相電流のリプル低減に効果があることを確認した。これら結果から、実機による有用性を確認した。

次に、提案法による変換器効率・電流 THD (40 次まで)・力率の測定を行った。測定は、出力が 1kW~7kW までの範囲、変調率 $m = 0.82$ で行った。なお、比較対象として、広く用いられているキャリア位相シフト変調(CSPWM)を採用した。この時、両変調の等価スイッチング周波数は 10kHz 共通とした。各種パラメータは、Table 2 に示すとおりである。Fig. 13 は効率カーブを示しており、提案変調によって全ての動作点で 0.5%以上改善した。電流 THD は Fig. 14 に示しており、提案変調によって THD が悪化する結果となった。これは、FC 電圧の 5%程度変動することによる

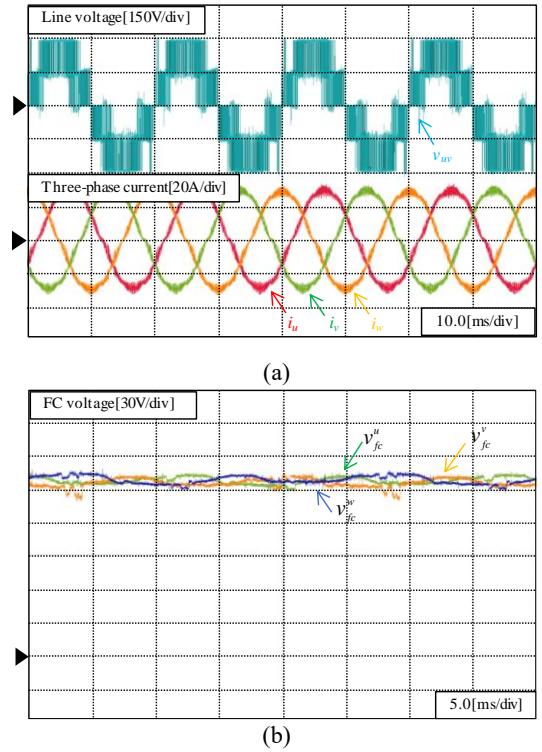


Fig. 10. Experimental response of the conventional modulation method to maintain FC voltage at 120V. (a) is line voltage and phase current. (b) is FC voltage.

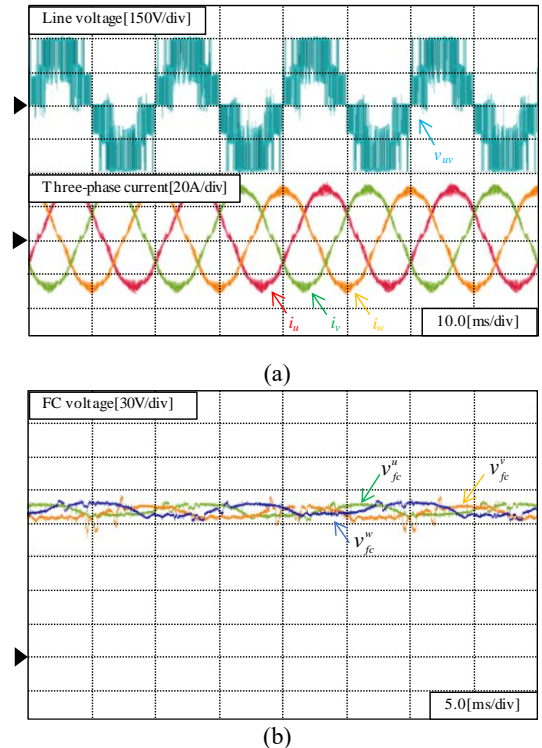


Fig. 11. Experimental response of the conventional modulation method to maintain FC voltage at 120V. (a) is line voltage and phase current. (b) is FC voltage.

基本電圧ベクトルの誤差から発生する。一方で、すべての動作点において 4%以内に抑えることができています。最後に、Fig. 15 に示す力率の比較では、すべての動作点で、提案変調が優位であることを確認した。

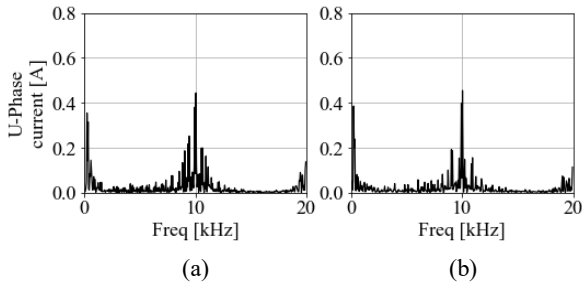


Fig. 12. FFT analysis of experimental output U-phase current. (a) V_{fc} is equal balance by conventional SVM. (b) V_{fc} is unbalance by proposed SVM.

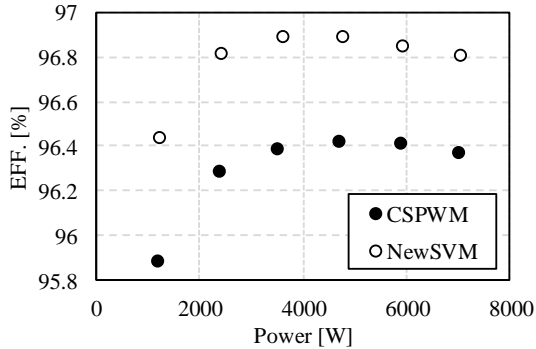


Fig. 13. Efficiency curves of converter.

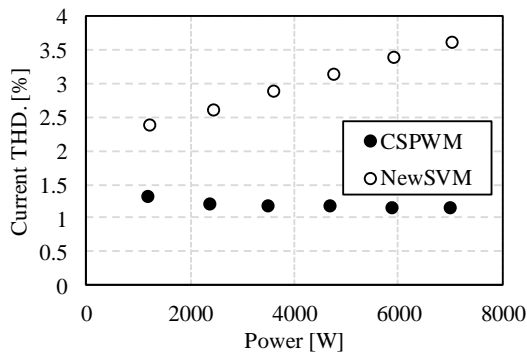


Fig. 14. Current THD for different output power.

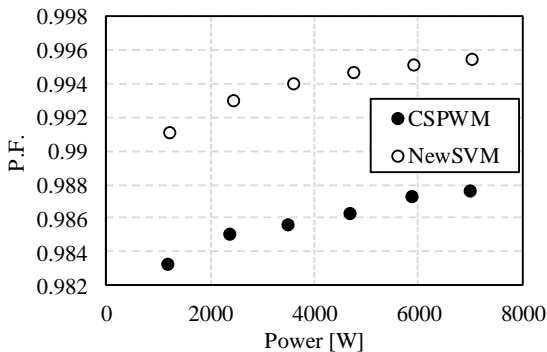


Fig. 15. Power factor for different output power.

7. 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空間ベクトル変調法を提案し、シミュレーションと7kWの実機実験で検証した。提案法は、フライングキャパシタの電圧を電源電圧の1/2, 1/3倍に限定せず、より自由に決

定できる。これにより、電流リップル低減のためにより多くの電圧レベルを選択することを可能とした。提案法の変調指標は、(a)FC電圧をアンバランスに維持すること、(b)出力電流リップルを最小限とすることを満足するように、ベクトルの最適選択を行うことである。シミュレーションから、提案変調によって2つの指標を両立できることを確認した。また、7kWインバータによる実験によりキャリア高調波成分を抑制可能であることを実証した。さらに変換器効率は提案変調により0.5ポイント改善することを確認した。

文献

- (1) A. Poorfakhraei, M. Narimani and A. Emadi, "A Review of Multilevel Inverter Topologies in Electric Vehicles: Current Status and Future Trends," in *IEEE Open Journal of Power Electronics*, vol. 2, pp. 155-170, 2021.
- (2) S. Kouro et al., "Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 8, pp. 2553-2580, Aug. 2010.
- (3) Ruben Inzunza., "Inverter Solutions for Utility-Scaled Photovoltaic Power Plants," in *IEEE J. Industry Applications*, vol. 12, no. 5, pp. 852-858, 2023s.
- (4) M. Trabelsi, A. N. Alquennah and H. Vahedi, "Review on Single-DC-Source Multilevel Inverters: Voltage Balancing and Control Techniques," in *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society*, vol. 3, pp. 711-732, 2022.
- (5) Dae-Wook Kang, Byoung-Kuk Lee, Jae-Hyun Jeon, Tae-Jin Kim and Dong-Seok Hyun, "A symmetric carrier technique of CRPWM for voltage balance method of flying-capacitor multilevel inverter," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 3, pp. 879-888, June 2005.
- (6) M. Khazraei, H. Sepahvand, K. A. Corzine and M. Ferdowsi, "Active Capacitor Voltage Balancing in Single-Phase Flying-Capacitor Multilevel Power Converters," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 2, pp. 769-778, Feb. 2012.
- (7) 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.
- (8) Xiaomin Kou, K. A. Corzine and Y. L. Familiant, "Full binary combination schema for floating voltage source multilevel inverters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 6, pp. 891-897, Nov. 2002.
- (9) 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.
- (10) 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.
- (11) 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.
- (12) 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.
- (13) 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.