

電流ベクトルを考慮した 3+1 レベルコンバータの フライングキャパシタ容量低減

水川 晃秀 日下 佳祐（長岡技術科学大学）

Reduction in Capacitance of a Flying Capacitor for a 3+1-Level Converter Considering Current Vector

Akihide Mizukawa, Keisuke Kusaka (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a space vector modulation (SVM) strategy for reducing flying-capacitor (FC) capacitance in a 3+1-level flying capacitor converter (FCC) considering the phase difference between output voltage and current. In conventional modulation, the FC charging/discharging state of each basic vector is determined mainly from the voltage vector diagram under unity power factor. However, when the current phase differs from the voltage phase, the current polarity of each phase changes, and the intended FC voltage control may not be achieved. To solve this problem, the proposed method defines a current vector diagram according to the load phase difference, identifies the maximum-, middle-, and minimum-current phases and their polarities, and determines the FC charging/discharging state for each basic vector. Experimental results show that the proposed method reduces the FC voltage fluctuation rate from 11.79% to 8.37%, while maintaining comparable THD characteristics.

キーワード：マルチレベルコンバータ，フライングキャパシタ，空間ベクトル変調

(Keywords, Multilevel Converter, Flying capacitor, Space vector modulation)

1. はじめに

2 レベルコンバータは回路構成が簡易であるため，産業用途で広く用いられる。しかし，スイッチングに起因する出力電圧の変動が DC リンク電圧と同じであるため，相電流と線間電圧の高調波が大きくなる課題がある。この課題に対して，マルチレベルコンバータが提案されている⁽¹⁻²⁾。マルチレベルコンバータは，複数の半導体スイッチを直列に接続することで等価的なスイッチング周波数を高めることができるため，相電流と線間電圧の高調波を低減できる。

このようなマルチレベル出力電圧を実現する回路トポロジーが種々提案されている⁽¹⁻²⁾。これらの中でも，フライングキャパシタコンバータ（FCC）は，同一の出力電圧レベルを生成できる複数のスイッチング状態が存在するため，これらの冗長状態を選択することで，出力電圧を制御しながらフライングキャパシタ（FC）の充放電を調整できる⁽³⁻⁵⁾。FCC で空間ベクトル変調（SVM）を適用する場合，FC 電圧が自然にはバランスしない。そのため，各相のフライングキャパシタ電圧が一定値に維持するようにスイッチングを選択する方法が様々検討されている^{(3), (5-7)}。

さらに通常の 3 レベルコンバータの拡張として，3+1 レベルコンバータが提案されている⁽⁸⁻⁹⁾。通常の 3 レベルコンバータは，FC 電圧を入力電圧の半値に維持することで，3 レベル電圧を出力する。これに対して，3+1 レベルコンバータでは FC 電圧を入力電圧の半値以外の一定値に制御する。これにより，従来の 3 レベル回路構成を維持したまま 4 レベル出力を実現できるため，線間電圧と相電流の高調波をさらに低減できる。

文献(9)では 3+1 レベルインバータの変調法として，負荷が高力率負荷であることを前提とした FC 電圧変動抑制手法を提案されている。しかしながら，負荷力率によっては所望の変動抑制効果が得られない場合がある。

そこで本論文では，負荷力率に影響されない新しい FC 電圧変動抑制変調法を提案する。提案法は電流ベクトルを考慮することで相電流最大相・中間相・最小相方向を判別し，電圧ベクトル図上の各基本ベクトルにおける各相 FC の充放電を決定する。これにより，どの負荷力率でも FC 電圧変動を小さくし，FC 容量の低減に寄与する。

2. フライングキャパシタインバータ（FCC）

Fig. 1 に三相 3 レベル FCC の回路図を示す。本論文では，

x 相レグのスイッチング状態を S_x とし、 S_x は 0 から 3 のいずれかの値をとる。また、三相分のスイッチング状態の組合せ (S_u, S_v, S_w) を state と呼ぶ。各相の出力電圧は、Table 1 に示すように S_x に応じて決定される。 $S_x = 0$ および $S_x = 3$ では電流経路上に FC を含まないため、出力電圧には FC 電圧の影響を受けない。一方、 $S_x = 1$ および $S_x = 2$ では電流経路上に FC を含むため、出力電圧に FC 電圧が反映される。

FC を含む電流経路では、 S_x と相電流方向の組合せにより、FC の充放電が生じる。そのため、FC 電圧が目標値から変動すると、FCC の出力電圧レベルにも影響する。したがって、FCC では各相 FC 電圧を一定値に維持する必要がある。また、FCC では FC 電圧を維持しながら所望の出力電圧を生成するための変調法が必要である。次章では、文献(9)に基づき、3 レベル回路で 4 レベル電圧出力が可能とする 3+1 レベルコンバータの SVM について説明する。

3. 高力率負荷における FC 電圧変動抑制変調法⁽⁹⁾

本章では、高力率負荷における従来の FC 電圧変動抑制手法について説明する。Fig. 2 に FC 電圧を入力電圧の 40% に維持する空間ベクトル図を示す。本変調は、文献(8)において相電流振幅最大相および最小相において、FC の電圧変動が大きくなることが示されており、相電流最大相および最小相の FC 電圧を一定値に維持する⁽⁹⁾。本手法では、FC の充放電を区別し選択するため、空間ベクトル図の基本ベクトルを Hex1~4 にグループ分けする。ここで相電流最大相 FC を放電する基本ベクトル群の Hex2 と、逆に充電する基本ベクトル群の Hex3 がある。FC が過充電状態のときは Hex2 を、過放電状態のときは Hex3 を選択する。

また、相電流最小相 FC の電圧維持では、相電流最小相の極性切替位相が相電流最大相境界線と重なることを利用する。そのため、充電時には出力電圧ベクトルと同一 sector 内にあり、相電流最大相が同じ非軸上ベクトルを選択し、放電時には、相電流最大相境界線を越える非軸上ベクトルを選択する。

本変調法は、高力率負荷における高変調率時の FC 電圧変動抑制を対象としており、Fig.2 に示した各基本ベクトルによる FC の充放電は、出力電圧指令と相電流がほぼ同相であることを前提としている。しかし、負荷力率が低下すると、出力電流は出力電圧指令に対して位相差を有するため、各相電流の極性関係が Fig. 2 に示した関係と異なる場合がある。その結果、同一の基本ベクトルを選択しても、各相 FC の充放電が想定と異なる可能性がある。

したがって、高力率負荷以外の負荷条件で FC 電圧変動を抑制するには、負荷力率角に応じた各相電流の極性を考慮し、各基本ベクトルにおける FC 充放電に基づいて選択ベクトルを決定する必要がある。次章では、このために用いる三相電流軸の定義と、各相電流のベクトル図上での分布について述べる。

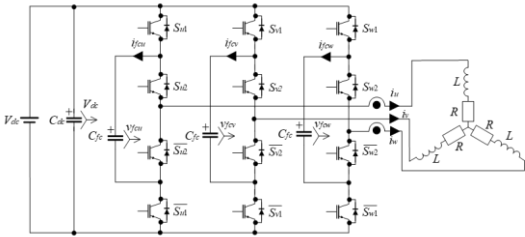


Fig. 1. Three-phase three-level FCC.

Table 1. The relation between the switching function and the charging/discharging state of FC ($x = u, v, w$).

Switching (S_{x1}, S_{x2})	0, 0	0, 1	1, 0	1, 1
state (S_x)	0	1	2	3
Output Voltage	0	v_{fc}	$V_{dc} - v_{fc}$	V_{dc}
FC Charging/Discharging	Nocharging	Discharging	Charging	Nocharging
$i > 0$		Charging	Discharging	

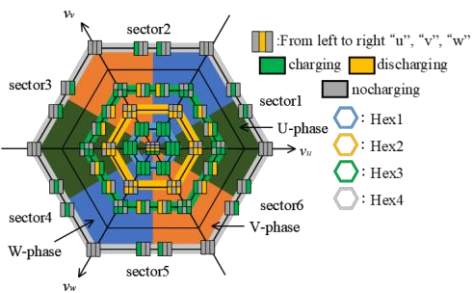


Fig. 2. Voltage vector diagram with FC charging and discharging.

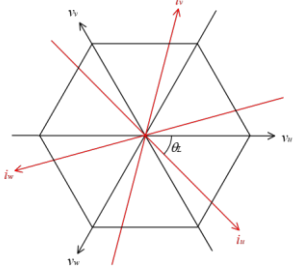


Fig. 3. The Relationship Between the Three-Phase Voltage Axis and the Three-Phase Current Axis.

4. 電流ベクトルを考慮した空間ベクトル変調

4.1) 三相電流軸の定義 本章では空間ベクトル図上に電流ベクトルを図示することで、FC の充放電を考慮した出力電圧ベクトルの選択を行う。三相電圧軸を基準として、電圧指令位相に対する相電流位相のずれを負荷力率角 θ_L として表す。 $\alpha\beta$ 軸電圧指令値と $\alpha\beta$ 軸相電流が成分を用いて負荷力率角の θ_L を次式より定義する。

$$\theta_L = \text{Arctan}\left(\frac{i_\beta}{i_\alpha}\right) - \text{Arctan}\left(\frac{v_\beta}{v_\alpha}\right) \dots\dots\dots (1)$$

以上の負荷力率角を用いて、三相電流軸を三相電圧軸と併せて描画すると Fig. 3 のようになる。

4.2) 各相電流の相電流ベクトル図分布 前節で定義した三相電流軸上に、相電流最大相・中間相・最小相となる領域を描画する。三相電圧軸と三相電流軸が一致する場合は Fig. 4 のように描画できる。さらに、前節で説明し

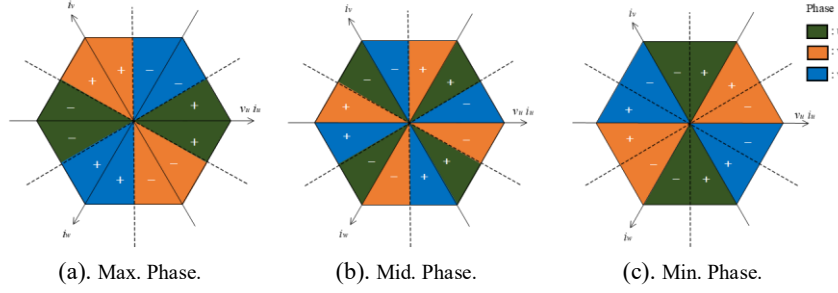


Fig. 4. Maximum, middle, and minimum phase currents on the phasor diagram (Load angle $\theta = 0^\circ$).

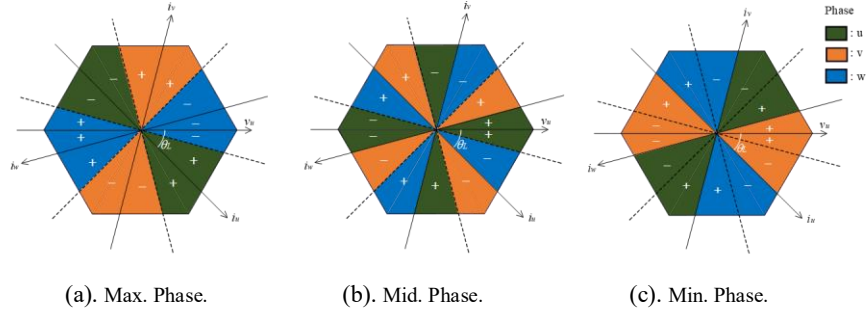


Fig. 5. Maximum, middle, and minimum phase currents on the phasor diagram (Load angle $\theta = -45^\circ$).

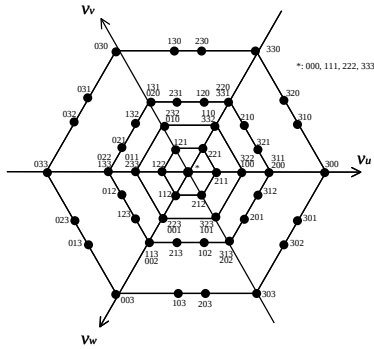


Fig. 6. The basis vectors assigned by each state.

た負荷力率角が生じる場合も同様に描画すると Fig. 5 になる。

このように描画することで、電流ベクトル図上に出力された相電流ベクトルより、各相の相電流方向を判別できる。次章では、本章で判別した各相電流の極性を用いて、電圧ベクトル図上の各基本ベクトルにおける FC 充放電を考慮し、各相 FC 電圧を一定値に維持する変調法について説明する。

5. 全基本ベクトルにおける各相 FC 充放電の決定法

本章では、前章で述べた電流ベクトルを用いて、各基本ベクトルにおける各相 FC の充放電を決定する。各 state は、Fig. 6 のように基本ベクトルとして配置される。例えば、相電流ベクトルの位相が $0 \sim 15^\circ$ の範囲にある場合、負荷力率角が 0° の場合を示す Fig. 4 では u 相が正、v 相および w 相が負となる。これらの極性に基づいて各 FC の充放電を電圧ベクトル図上に描画すると、Fig. 7 になる。同様に負荷力率角を -45° としたときの極性は Fig. 5 より w 相が正、u 相および v 相が負となる。これらの極性では、Fig. 8 になる。

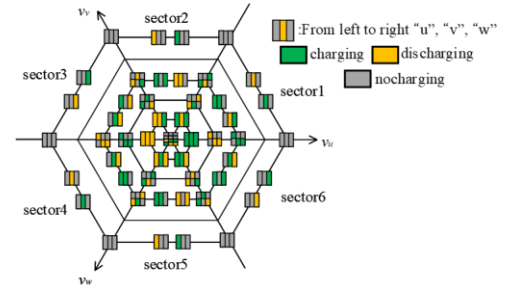


Fig. 7. Charging and discharging of each phase FC for all basic vectors (Load angle $\theta = 0^\circ$).

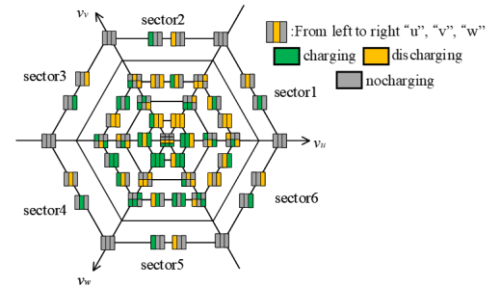


Fig. 8. Charging and discharging of each phase FC for all basic vectors (Load angle $\theta = -45^\circ$).

Fig. 7 と Fig. 8 を比較すると同一の FC 電圧条件でも、各相 FC の充放電が異なることがわかる。

負荷力率角により、各相 FC 充放電が変化するため、Fig. 9 に示すフローにより FC 電圧を維持する。従来法では、相電流の大小比較により相電流最大相・最小相を判別し、各相 FC 電圧の過充電・過放電状態に基づいて選択ベクトルを決定する。一方、提案法では、負荷力率角を用いて電流ベクトル図上の各相電流の極性を判別し、各基本ベクトルにおける各相 FC の充放電フラグを生成する。生成した充放電フラグと各相 FC 電圧の過充電・過放電状態に基づいて、FC 電圧変動を抑制する選択ベクトルを決定する。

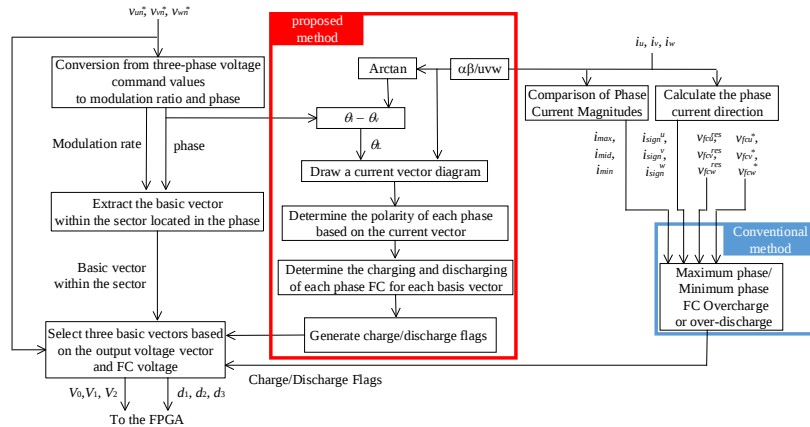


Fig. 9. SVM Flowchart.

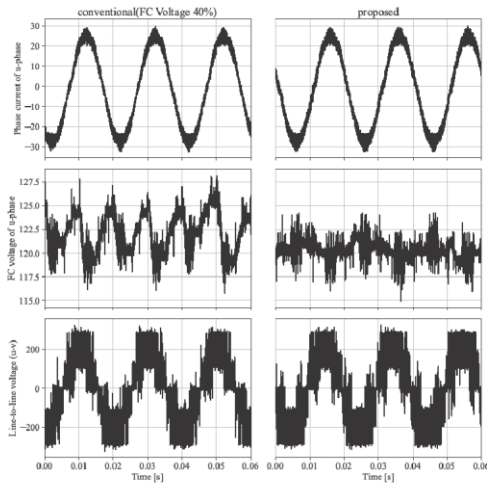


Fig. 10. Output Time Responses.

Table 2. Voltage regulation.

method	Max FC Voltage [V]	Min FC Voltage [V]	Voltage Regulation [%]
conventional	131.0	116.8	11.79
proposed	125.9	115.9	8.37

Table 3. U-phase current/U-V line voltage THD (until 2500th).

Quantity	Conventional (50%)	Conventional (40%)	Proposed
Phase current [%]	7.24	6.90	7.04
Line-to-line voltage [%]	35.6	31.8	32.9

6. 結果

前章までに提案法を説明した。本章では、実機実験結果より従来法⁽⁸⁾に対する提案法の有効性を検証する。また、負荷力率 1 で実機実験をした。Fig. 10 より、従来法に比べて提案法では FC 電圧変動が抑制されていることを確認できる。FC 電圧変動率を計算すると Table 2 より、3.42 pt. 減少した。

また、相電流と線間電圧 THD を比較した。FC 電圧を入力電圧の 40%に維持した場合と提案法を比較すると、相電流 THD は 0.1 pt.、線間電圧 THD は 1.0 pt.増加した。一方、FC 電圧を入力電圧の半値で維持した従来法と提案法を比較すると、相電流 THD は 0.2 pt.、線間電圧 THD は 2.7 pt.減少

した。

7. まとめ

本論文では、電圧・電流位相差を考慮した 3+1 レベル FCC の FC 電圧変動抑制変調法を提案した。提案法では、電流ベクトル図上で相電流最大相・中間相・最小相と各相電流の極性を判別し、各基本ベクトルにおける各相 FC の充放電を決定した。また、負荷力率 1 の実機実験より、提案法では、従来法に対して FC 電圧変動率を 11.79%から 8.37%へ低減し、3.42 pt.の低減を確認した。さらに、相電流 THD および線間電圧 THD は従来法と同程度であり、FC 電圧変動抑制による FC 容量低減の可能性を確認した。

文 献

- (1) A. Salem and M. A. Abido: "T-type multilevel converter topologies: A comprehensive review," Arab. J. Sci. Eng., doi: 10.1007/s13369-018-3506-6 (2018).
- (2) F. Z. Peng: "A generalized multilevel inverter topology with self voltage balancing," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 37, No. 2, pp. 611-618 (2001).
- (3) L. Zhang and S. J. Watkins: "Capacitor voltage balancing in multilevel flying capacitor inverters by rule-based switching pattern selection," IET Electr. Power Appl., Vol. 1, No. 3, pp. 339-347 (2007).
- (4) R. A. Ahmed, E. D. Hassan, and A. H. Saleh: "A new flying capacitor multilevel converter topology with reduction of power electronic components," Int. J. Power Electron. Drive Syst., Vol. 14, No. 2, pp. 1011-1023 (2023).
- (5) S. Choi, M. Saeedifard: "Capacitor Voltage Balancing of Flying Capacitor Multilevel Converters by Space Vector PWM," IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 27, No. 3, pp. 1154-1161 (2012).
- (6) J. Ebrahimi, H. Karshenas, S. Eren, and A. Bakhshai: "A fast-decoupled space vector modulation scheme for flying capacitor-based multilevel converters," IEEE Trans. Power Electron., Vol. 36, No. 12, pp. 14539-14549 (2021).
- (7) A. M. Y. M. Ghias, J. Pou, M. Ciobotaru, and V. G. Agelidis: "Voltage Balancing Method for the Multilevel Flying Capacitor Converter Using Phase-Shifted PWM," Proc. 2012 IEEE International Conference on Power and Energy (PECon), pp. 199-204 (2012).
- (8) S. Shimura and K. Kusaka: "New space vector modulation to maintain unbalanced flying capacitor voltage for output current ripple reduction," Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. (APEC), pp. 1957-1963.
- (9) 水川 晃秀, 日下 佳祐: 「3+1 レベルインバータのフライングキャパシタ容量低減」, 電子デバイス・半導体電力変換合同研究会, Vol. 2, EDD-25-079, SPC-25-211, pp. 25-30(2025).