

電流不連続モードを適用した

3 レベルフライングキャパシタコンバータの動作検証

学生員 石橋 諒一 学生員 レ ホアイ ナム

正員 渡辺 大貴 正員 日下 佳祐 上級会員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Experimental Verification of Three-level Flying Capacitor Converter Operated in Discontinuous Current Mode

Ryoichi Ishibashi, Student Member, Hoai Nam Le, Student Member, Hiroki Watanabe, Member
Keisuke Kusaka, Member, Jun-ichi Itoh, Senior Member (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes the control method of a 3-level flying-capacitor converter (FCC), which is operated in discontinuous-current-mode (DCM). An inverter connected to a single-phase grid requires a boost chopper and grid connected inverter. In particular, reducing the volume of the boost inductor in the boost chopper is required. DCM method is applied in order to minimize the volume of the boost inductor. In addition, FCC reduces the peak current of the boost inductor by the charging and discharging periods of the flying-capacitor. The validity of the proposed method is confirmed with a 1-kW prototype. As a result, the efficiency of 96.2% is achieved at the 1-kW output power and the boost ratio of three.

キーワード : フライングキャパシタコンバータ, 電流不連続モード

Keywords : Flying Capacitor Converter, Discontinuous Current Mode

1. はじめに

近年, 太陽光発電システムに関する研究が盛んに行われている⁽¹⁻³⁾。一般に太陽光発電により得られる電力を系統に連系する場合, 昇圧チョップ回路と系統連系インバータから構成される電力変換器が必要となる。この電力変換器には高パワー密度化及び高効率化が求められており, 特に昇圧チョップ回路の昇圧インダクタは変換器内でも大きな体積を占めているため, 小型化の要求が強い⁽⁴⁾。

インダクタ小型化の手法の一つとして電流不連続モード(DCM)がある⁽⁵⁾。インダクタ電流を連続的に流す電流連続モード(CCM)と比較し, 必要となるインダクタンス値が減少するため, インダクタを小型化できる。しかしインダクタ電流ピーク値の増加に伴い, 素子を通過する電流のピーク値が高くなるため, 導通損失の増加が懸念される。

電流ピーク値の低減手法として, DCM を適用した 3 レベルフライングキャパシタコンバータ(FCC)がある⁽⁶⁾。DCM のインダクタ体積低減効果と FCC の電流リップル低減効果⁽⁷⁾を組み合わせて, 更なるインダクタ体積低減が見込める。文献(6)では, 昇圧インダクタ電流波形が三角形状となるように制御する。これにより, 電流ピーク値が平均電流に対して 2 倍以上となるため, 素子を通過する電流のピーク値低減効果は不十分である。また, CCM 動作の際にはフライン

グキャパシタ電圧は制御を行わなくても出力電圧のほぼ 1/2 に収束するが, DCM 動作の際にはフライングキャパシタ電圧がバランスしない問題がある。しかし, フライングキャパシタ電圧の制御手法に関して文献(6)では言及されていない。

本論文では, 平均電流に対する電流ピーク値を低減するため, FCC の入力電流を台形波状に制御する新たな DCM 動作を提案する。また, DCM 動作時にフライングキャパシタ電圧を一定に制御する手法を明らかにする。実機検証にて, 昇圧インダクタ電流制御に提案 DCM を適用した FCC の有用性を確認したので報告する。

2. DCM 動作フライングキャパシタコンバータ

<2・1> FCC の動作モード 図 2 に FCC の昇圧インダクタ電流制御に提案 DCM を適用した場合の動作モードを示す⁽⁸⁾。提案方式では図 2 に示す 4 つのモードを用いてインダクタ L に流れる電流 i_L を制御する。

図 3 にスイッチング一周期における各スイッチングモードの遷移, 及びインダクタ電流 i_L の波形を示す。本制御法は, Mode I, Mode IV で構成される昇圧チョップ回路の動作モードに, Mode II, Mode III を加えたものである。従って, インダクタ L に流れる電流波形は台形波状となり, 同一電力を伝送する場合, 昇圧チョップや従来手法と比較して電

流ピーク値を低減できる。ここで昇圧インダクタのインダクタンス値を L 、入力電圧を v_{in} 、出力電圧を v_{dc} 、フライングキャパシタ C_{fc} の電圧を v_{fc} とする。各モードの詳細を以下で説明する。

<Mode I> S_3, S_4 をオンすることにより、 L にエネルギーを蓄積する。

<Mode II> S_2, S_4 をオンすることにより、 L に蓄積されたエネルギーを C_{fc} に蓄積する。

<Mode III> S_1, S_3 をオンすることにより、 C_{fc} に蓄えられたエネルギーを出力側 v_{dc} へ放出する。

<Mode IV> スイッチを全てオフすることにより、 L 及び C_{fc} に蓄えられたエネルギーを出力側へ放出する。

Mode n におけるインダクタ電圧を v_L とすると、それぞれのモードにおける i_L の傾き a_n は(1)式で表される。

$$a_n = \frac{v_L}{L} \dots \dots \dots (1)$$

$$\left[\begin{array}{l} \text{Mode I : } v_L \rightarrow v_{in}, \text{ Mode II : } v_L \rightarrow v_{in} - v_{fc} \\ \text{Mode III : } v_L \rightarrow v_{in} - (v_{dc} - v_{fc}), \text{ Mode IV : } v_L \rightarrow v_{in} - v_{dc} \end{array} \right]$$

<2・2> 基本スイッチングデューティ比の導出 本節では、各モードのデューティ比導出法について説明する。

各モードの電流ピーク値 $I_{pk1}, I_{pk2}, I_{pk3}$ は、(2)~(4)式となる。

$$I_{pk1} = a_1 D_1 T_{sw} = \frac{v_{in}}{L} D_1 T_{sw} \dots \dots \dots (2)$$

$$I_{pk2} = a_2 D_2 T_{sw} + I_{pk1} = \frac{v_{in} - v_{fc}}{L} D_2 T_{sw} + I_{pk1} \dots \dots \dots (3)$$

$$I_{pk3} = a_4 D_4 T_{sw} = \frac{v_{in} - v_{dc}}{L} D_4 T_{sw} \dots \dots \dots (4)$$

ここで D_1, D_2, D_3, D_4 は図3におけるそれぞれのモードのデューティ比である。

本検討では、臨界モードでの動作を前提とする。臨界モードの場合、各デューティ比の総和は(5)式となる。

$$D_1 + D_2 + D_3 + D_4 = 1 \dots \dots \dots (5)$$

また、フライングキャパシタ電圧 v_{fc} は出力電圧 v_{dc} の半値であり、入力電圧と出力電圧の比は 2 以上であることを前提とする。(1)式の a_2, a_3 は等しくなる。

各スイッチングモードにおける伝送電力の平均値の和は、(6)式に示すように回路全体の伝送電力と等しくなる。

$$\frac{1}{2} I_{pk1} D_1 T_{sw} + \frac{1}{2} (I_{pk1} + I_{pk3}) (1 - D_1 - D_4) T_{sw} + \frac{1}{2} I_{pk3} D_4 T_{sw} = I_{ave} T_{sw} \dots \dots \dots (6)$$

よって、 D_4, D_1 はそれぞれ(7), (8)式となる。

$$D_4 = \frac{v_{in} - \sqrt{-v_{in}^2 + v_{in} v_{dc} - 2 I_{ave} L f_{sw} v_{dc}}}{v_{dc}} \dots \dots \dots (7)$$

$$D_1 = -\frac{2v_{in}}{v_{dc}} + 1 + D_4 \dots \dots \dots (8)$$

スイッチング 1 周期から Mode I, IV 期間を除いたデューティ比を D_{23} とする。

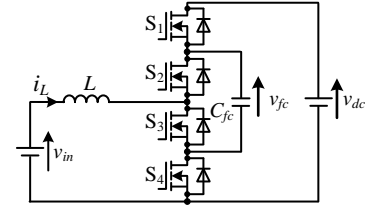


Fig. 1. Circuit diagram of flying capacitor converter.

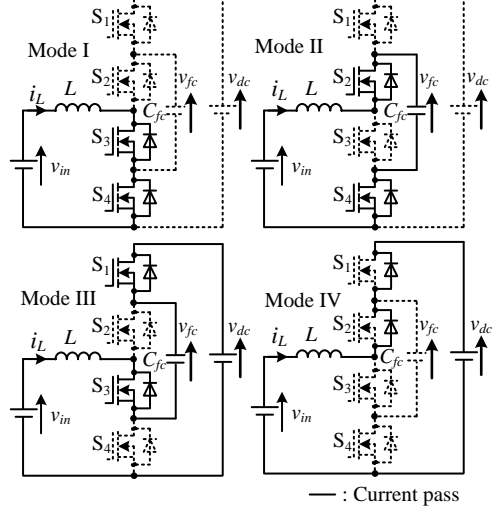


Fig. 2. Operation modes of flying capacitor converter.

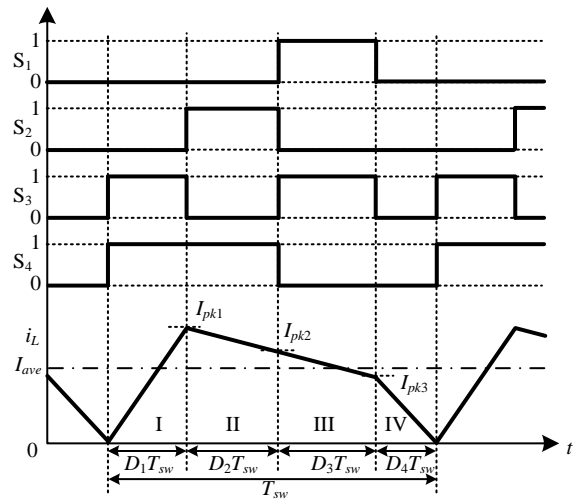


Fig. 3. Inductor current waveform and gate signals of MOSFETs of FCC.

一方、FCC の昇圧インダクタ電流制御に DCM を適用した場合は、フライングキャパシタ C_{fc} の電圧 v_{fc} を一定に保つには、(9)式に示すように Mode II における充電電荷量と Mode III における放電電荷量を等しくしなければならない。

$$\frac{1}{2} (I_{pk1} + I_{pk2}) D_2 T_{sw} - \frac{1}{2} (I_{pk2} + I_{pk3}) D_3 T_{sw} = 0 \dots \dots \dots (9)$$

(2), (3), (9)式より、 D_2, D_3 は(10), (11)式となる。

$$D_2 = \frac{-B + \sqrt{B^2 - 4AC}}{2A} \dots \dots \dots (10)$$

$$D_3 = D_{23} - D_2 \dots \dots \dots (11)$$

ただし、 A, B, C は式の可読性のために置き換えた変数であり、(12)式で定義される。

$$\left. \begin{aligned}
 A &= 2 \left(v_{in} - \frac{v_{dc}}{2} \right) \\
 B &= 3v_{in}D_1 - \left(v_{in} - \frac{v_{dc}}{2} \right) D_{23} - (v_{in} - v_{dc})D_4 \\
 C &= \left\{ -v_{in}D_1 + (v_{in} - v_{dc})D_4 \right\} D_{23}
 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (12)$$

<2・3> フライイングキャパシタ電圧制御 前節では、フライイングキャパシタ C_{fc} の電圧 v_{fc} を一定としてデューティ比を導出した。しかし Mode II 及び Mode III はコンデンサへの充放電を行うため、実際には v_{fc} は変動する。更に、デューティ比を計算する際、昇圧インダクタのインダクタンス情報が必要となるが、実際のインダクタンス値は電流・熱に依存して変動する。そのため、デューティ計算に誤差が発生し(9)式を満足しなくなるため、フライイングキャパシタ電圧が発散する可能性がある。そこで本論文では、フライイングキャパシタ電圧にフィードバック制御を導入する。

図 4 に昇圧インダクタ電流の制御系及びフライイングキャパシタ電圧の制御系を示す。まず、平均インダクタ電流指令 I_{ave}^* や入出力電圧などのパラメータを基に基本デューティ比を計算する。次に、P 制御器により生成した補償デューティにより Mode II, III の時間比率を調整する。P 制御の指令値として 1 p.u.を入力する。ここで 1 p.u.は出力電圧の半値 $v_{dc}/2$ である。本制御では、フライイングキャパシタ電圧 v_{fc} が低下した場合 Mode II(フライイングキャパシタ充電モード)の比率を増やし、 v_{fc} を上昇させる。また、 v_{fc} が上昇したときは Mode III(フライイングキャパシタ放電モード)の比率を増やし、 v_{fc} を低下させる。これにより、回路のパラメータ変動が生じた場合においてもフライイングキャパシタ電圧を一定に保つことができる。

3. 実機検証

提案 DCM を適用した FCC の基本動作を検証するため、実機による検証を行った。表 1 に実機の回路パラメータを示す。本論文では、200 V 系の単相系統連系インバータを接続することを想定し、出力電圧は 300 V とした。また、定格電力は 1 kW(1 p.u.)である。

図 5 に電流指令が 0.8 p.u.と 1 p.u.のときの動作波形を示す。図 5 より、昇圧インダクタ電流 i_L が台形波状に制御できていることが確認できる。この時の平均電力は、それぞれ 0.68 p.u.と、0.88 p.u.であった。これは平均電流をオープンループで制御していることから、デッドタイムやフライイングキャパシタの電圧変動の影響を受けるためである。昇圧インダクタ電流に対するフィードバック制御の導入は今後の課題とする。

図 6、図 7 に電力指令を 0.8 p.u.と 1 p.u.の間でステップ変化させたときの動作波形を示す。図 6、図 7 より、フライイングキャパシタ電圧は負荷電力の変動によらず一定に制御できている。

図 8 にフライイングキャパシタ電圧指令を 0.8 p.u.と 1 p.u.の間でステップ変化させたときの動作波形を示す。図 8 より

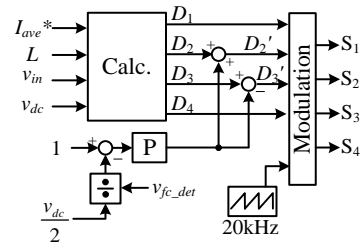


Fig. 4. Control block diagram of inductor current and flying capacitor voltage.

Table 1 Experimental condition.

Input voltage	v_{in}	100 V
Output voltage	v_{dc}	300 V
Switching frequency	f_{sw}	20 kHz
Boost inductor	L	124 μ H
Flying Capacitor	C_{fc}	60 μ F, 200 V *3 Parallel
Switching Devices	S1-S4	IXFN132N50P3
Gate Resistor		4.7 Ω

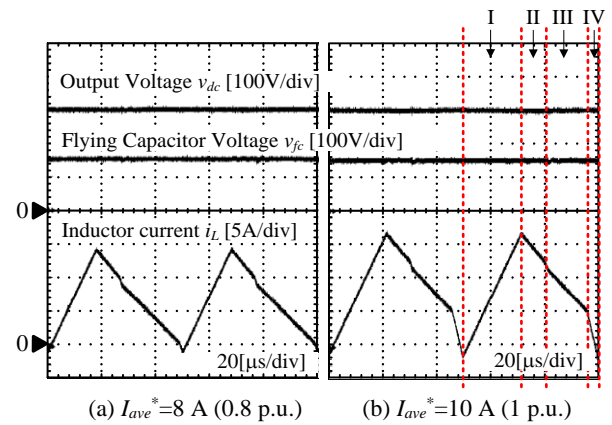


Fig. 5. Operation waveforms.

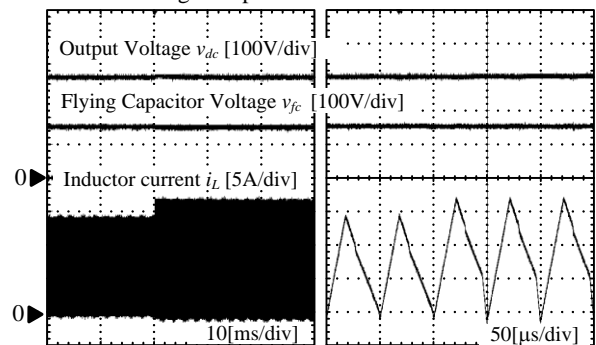


Fig. 6. Experimental result for current step up response. (0.8 p.u. to 1 p.u.)

り、フライイングキャパシタ電圧は指令に追従し、スイッチングデューティ比の調整によりフライイングキャパシタ電圧を所望の値に制御できることを確認した。図 8(a)に示したように、フライイングキャパシタ電圧制御が過渡状態の時、インダクタ電流は一時的に CCM となる。これは電流制御がオープンループであり、フライイングキャパシタ電圧の変動に応じた Mode I と Mode IV のデューティ比が調節されないためである。

図9に昇圧比ごとの効率特性を示す。本論文では、スイッチング周波数を一定としたため、軽負荷において電流臨界モードが維持できない。そのため、軽負荷領域では変調法を切り替える必要があり、今後の課題とする。

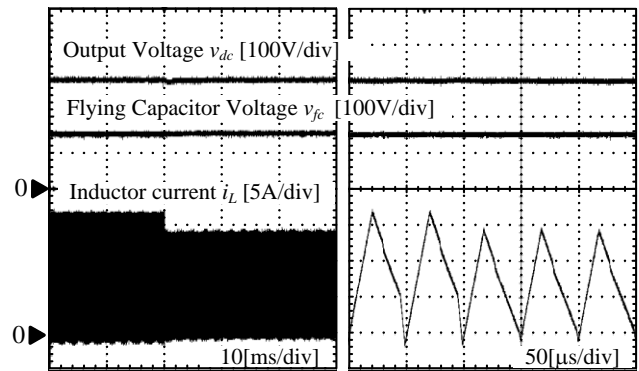
4. 結論

本論文では、太陽光発電システム向け3レベルフライングキャパシタの昇圧インダクタ電流制御にDCMを適用するために、スイッチングデューティ比の計算法及びフライングキャパシタ電圧のフィードバック制御法を提案し、実機による動作検証を行った。提案法は、4つのスイッチングモードを組み合わせ、インダクタ電流波形を台形波状とすることにより、インダクタ電流ピーク値の抑制と、フライングキャパシタ電圧の制御を両立できる点に特徴がある。FCCの昇圧インダクタ制御に提案法を導入することで、昇圧インダクタ電流を台形波状に制御でき、フライングキャパシタ電圧もMode IIとMode IIIのデューティ比の調節により制御できることを確認した。

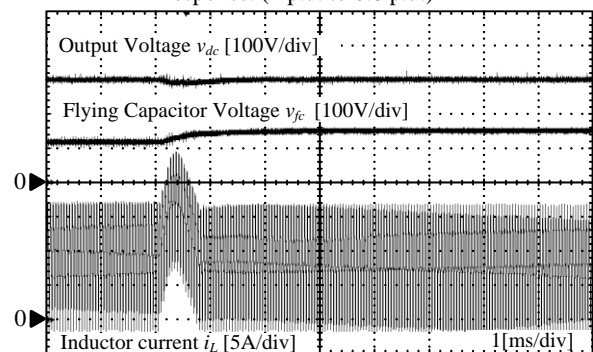
今後は、電流フィードバック制御の導入、損失解析、動作範囲の拡大の検討を行う予定である。

文 献

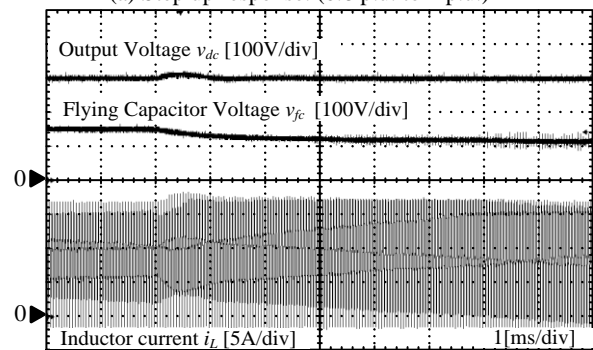
- (1) Toshihisa Shimizu, Keiji Wada and Naoki Nakamura : "Flyback-Type Single-Phase Utility Interactive Inverter With Power Pulsation Decoupling on the DC Input for an AC Photovoltaic Module System", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 21, No. 5, pp.1264-1272 (2006)
- (2) Subhendu Dutta, Kishore Chatterjee : "A Buck and Boost Based Grid Connected PV Inverter Maximizing Power Yield From Two PV Arrays in Mismatched Environmental Conditions", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 65, No. 7 (2018)
- (3) Yuxiang Shi, Ren Xie, Lu Wang, Yanjun Shi and Hui Li : "Switching Characterization and Short-Circuit Protection of 1200 V SiC MOSFET T-Type Module in PV Inverter Application", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 64, No. 11, pp.9135-9143 (2017)
- (4) 宮崎裕二:「高周波用ハイブリッド SiC モジュール」, 三菱電機技報, Vol. 88, No.5, (2014)
- (5) H. N. Le, K. Orikawa, J. Itoh : "DCM Control Method of Boost Converter based on Conventional CCM Control", The 2014 International Power Electronics Conference, No. 21A4-5, pp. 3661-3666 (2014)
- (6) Yiwei Tan, Chi-Seng Lam, Sai-Weng Sin, Man-Chung Wong, Rui Paulo Martins: "Design and Control of An Integrated 3-Level Boost Converter under DCM Operation", 2018 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, pp. 1-5 (2018)
- (7) J. Itoh, K. Matsuura, K. Orikawa: "Reduction of a Boost Inductance using a Switched Capacitor DC-DC Converter", ICPE 2011 - ECCE Asia, pp. 1315-1322 (2011)
- (8) 松浦浩一, 伊東淳一:「スイッチトキャパシタ形3レベルDC-DCコンバータの損失評価」, SPC 沖縄, SPC-11-098, PSE-11-061, PE-11-044 (2011)



(a) Entire waveform (b) Step down response
Fig. 7. Experimental result for current step down response. (1 p.u. to 0.8 p.u.)



(a) Step up response. (0.8 p.u. to 1 p.u.)



(b) Step down response. (1 p.u. to 0.8 p.u.)
Fig. 8. Experimental result for response of flying capacitor voltage.

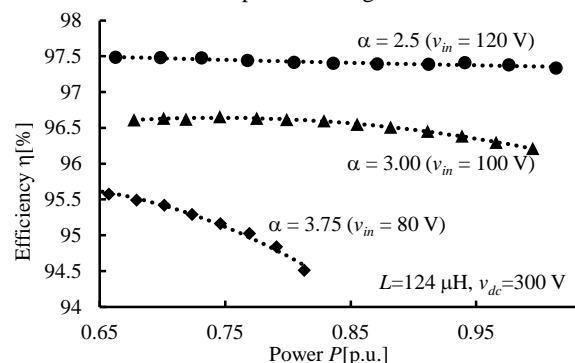


Fig. 9. Efficiency characteristic.