

# 電流不連続モードを適用したフライングキャパシタコンバータ による単相電力脈動補償動作の検証

石橋 諒一\*      日下 佳祐      伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Power ripple compensation Method of Flying Capacitor Operating in Discontinuous Current Mode  
Ryoichi Ishibashi\*, Keisuke Kusaka, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes the power ripple compensation 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 the power decoupling capability to compensate AC power ripple with twice of the grid frequency. For the power conditioner of PVs, in particular, reducing the volume of the boost inductor and DC link capacitor in the boost chopper is required. In the proposed control, DCM 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 in critical-current-mode. The validity of the proposed method is confirmed with simulation. As a result, the proposed method reduces the DC link voltage ripple generated by a single-phase AC load by 94.4%

キーワード : フライングキャパシタ, 電流不連続モード, 単相電力脈動補償  
(Flying Capacitor, Discontinuous Current Mode, Power ripple compensation)

## 1. はじめに

近年, 地球温暖化などの環境問題を背景に, 再生可能エネルギーが注目されており, 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<sup>(1-3)</sup>. 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の二つの回路から構成されるパワーコンディショナ(以下, PCS)が必要となる。ここで, 単相系統の瞬時電力は系統周波数の 2 倍周波数で脈動するのに対し, 太陽電池の発電電力は直流一定とする必要がある。その為, PCS は瞬時電力の脈動を吸収する機能が不可欠である。PCS 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やエネルギーバッファとして用いられる直流部コンデンサは変換器内でも大きな体積を占めていることから小型化の要求が高い<sup>(4)</sup>.

直流部コンデンサの小型化手法には, アクティブパワーデカップリング方式がある。本手法はエネルギーバッファとして大容量コンデンサの代わりに小容量コンデンサを適用できるため, 装置の小型化が可能である。

一方, インダクタ電流の制御手法には, 電流連続モード(CCM)と電流不連続モード(DCM)および, その境界の電流臨界モード(BCM)がある。インダクタ電流を連続的に流す CCM に対し, DCM はインダクタ電流がゼロとなる期間を設けて制御を行う。昇圧チョップ回路に DCM を適用した場

合, CCM 適用時と比較して大きな電流リップルが生じるが, 必要となるインダクタンス値が減少するため, 昇圧インダクタを小型化できる。

これまでに DCM 適用時のインダクタ電流制御法や昇圧回路トポロジーが報告されている<sup>(5-7)</sup>. その中で, DCM 適用回路にアクティブパワーデカップリング技術を組み合わせた例も報告されている<sup>(5)</sup>. しかし, 従来の昇圧回路における DCM は 2 レベル動作であるため, インダクタ電流が三角波状となる。従って電流平均値に対する電流ピーク値が大きくなり, スイッチング素子に流れる電流の実効値の増加や, 電流定格の増加が懸念される。

本論文では, 上記の問題を解決するために, 3 レベルフライングキャパシタコンバータ(FCC)に DCM を適用したアクティブパワーデカップリング手法を提案する。FCC を 3 レベルの DCM で動作させることにより, 電流リップルを抑制しつつ, 必要な昇圧インダクタを大幅に低減できる。本手法では, 昇圧チョップ回路と同様の動作をする 2 つの動作モードの間にフライングキャパシタを充電または放電されるモードを追加し, インダクタ電流を不連続の台形波状に制御する。本制御により平均電流に対する電流リップルのピーク値を抑制できるため, 電流実効値を小さくでき, インダクタの損失の低減が可能である。更に, 単相電力脈動補償に必要なフライングキャパシタ電圧変動幅と, DCM 動作可能な回路駆動条件を解析し, 本手法を適用可能な回路条件を明ら

かにする。

## 2. 回路構成

図1にフライングキャパシタコンバータ(FCC)の回路図を示す<sup>8)</sup>。FCCは、フライングキャパシタをバッファキャパシタとして用いるため、昇圧チョップに対して追加の磁気部品なしで単相電力脈動補償を実現できる。

また、昇圧チョップ回路のスイッチング素子数が2個であるのに対し、FCCの必要素子数は4個に増加する。しかしフライングキャパシタ電圧が直流中間電圧の半値である場合、3レベルFCCにおいて各スイッチングデバイスに印加される電圧は2レベル昇圧チョップ回路の半分である。そのため、低オン抵抗の素子を利用した高効率化も期待できる。但し、脈動補償時はフライングキャパシタ電圧を振動させるため、素子に直流中間電圧の半値以上の電圧が印加される。よって、素子定格は脈動補償量で決定される。

これまでに、CCMにおける単相電力脈動補償手法が提案されている<sup>9)</sup>。本検討ではDCMを適用することで必要となるインダクタンス値が大幅に減少するため、インダクタの小型化が可能である。

## 3. 制御方式

**〈3・1〉 単相電力脈動補償原理** 図2に単相電力脈動補償における入力電力 $p_{in}$ 、出力瞬時電力 $p_{out}$ 、アクティブバッファによる補償電力 $p_{buf}$ の関係を示す。出力電流が正弦波かつ負荷力率が1であるとき、出力瞬時電力 $p_{out}$ は(1)式で表される。

$$p_{out} = \sqrt{2}V_{out} \sin(\omega_{out}t) \times \sqrt{2}I_{out} \sin(\omega_{out}t) \\ = V_{out} I_{out} \{1 - \cos(2\omega_{out}t)\} \quad \dots\dots\dots (1)$$

ここで $V_{out}$ は出力電圧実効値、 $I_{out}$ は出力電流実効値、 $\omega_{out}$ は系統角周波数である。(1)式より、 $p_{out}$ は系統の2倍周波数で脈動する。 $p_{in}$ を一定にするには、(1)式の第2項に存在する脈動成分を打ち消せばよい。従って、単相電力脈動補償における $p_{buf}$ は(2)式で表される。

$$p_{buf} = V_{out} I_{out} \cos(2\omega_{out}t) \quad \dots\dots\dots (2)$$

(2)式は、アクティブバッファの平均電力が定常状態で0であることを示している。よって、単相電力脈動補償適用時においては、入力電力 $p_{in}$ が出力電力 $p_{out}$ の第1項と等しくなり、電力脈動が除去される。

(2)式より、単相電力脈動補償に必要なフライングキャパシタ電圧 $v_{fc}$ の指令値は、系統の初期位相を0とすると(3)式で与えられる<sup>10)</sup>。

$$v_{fc}^*(t) = \sqrt{\left(\frac{v_{dc}}{2} - \frac{P_{out}}{\omega C_{fc} v_{dc}}\right)^2 - \frac{P_{out}}{\omega_{out} C_{fc}} \{\sin(2\omega t) - 1\}} \quad (3)$$

ここで、FCCを構成する素子に要求される耐圧を最小とするために、 $v_{fc}$ の平均値が直中間電圧 $v_{dc}$ の半値となるように指令値を算出する。

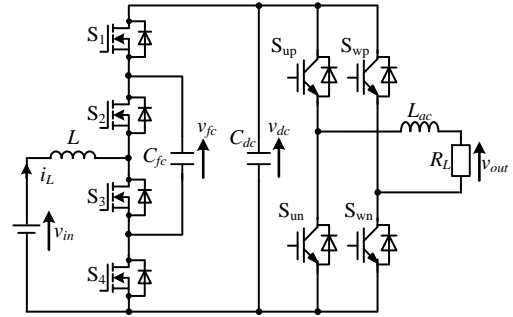


Fig. 1. Active power decoupling circuit with flying capacitor converter.

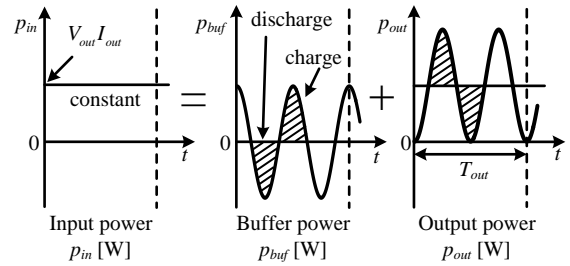


Fig. 2. Single-phase power pulsation compensation.

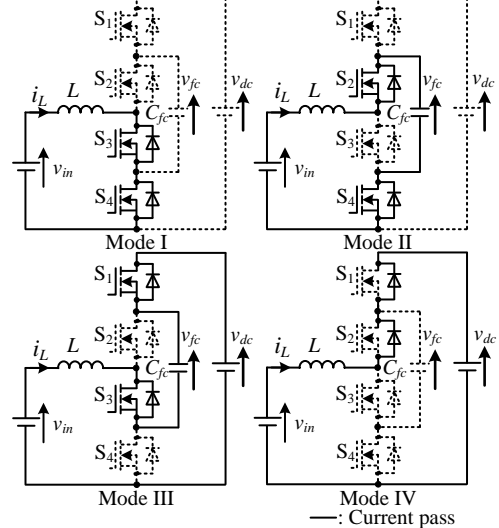


Fig. 3. Operation modes of flying capacitor converter.

**〈3・2〉 FCCの動作モード** 図3にFCCの動作モードを示す<sup>10)</sup>。提案方式では $S_1 \sim S_4$ のオン/オフを組み合わせた4つのモードを用いて昇圧インダクタ $L$ に流れる電流 $i_L$ を制御する。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 $v_{in}$ 、直中間電圧を $v_{dc}$ 、フライングキャパシタ $C_{fc}$ の電圧を $v_{fc}$ とする。以下に、各モードの詳細について説明する。

<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へ放出する。

<Mode IV>  $S_1, S_2$ をオンすることにより、 $L$ 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(4)式で表される。

$$a_n = \frac{v_L}{L} \dots \dots \dots (4)$$

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

図 4 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インダクタ電流  $i_L$  波形を示す。本制御法は、通常の 2 レベル昇圧チョッパ回路の動作モードである Mode I と IV の間に Mode II 又は Mode III を挿入する。これにより、昇圧インダクタ  $L$  に流れる電流  $i_L$  は台形波状となり、同一電力を伝送する場合、昇圧チョッパと比較して電流ピーク値を低減できる。

フライングキャパシタは、Mode I, Mode II, Mode IV の順でスイッチングすることで電荷を充電する。また、Mode I, Mode III, Mode IV の順でスイッチングすることにより、電荷を放電する。1 スwitchング周期ごとに Mode II, III の使い分けることで、フライングキャパシタ電圧を所望の電圧に制御する。

〈3・3〉 スwitch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。本手法では、フライングキャパシタ充電時と放電時で異なるデューティ比を用い、インダクタ平均電流  $I_{ave}$  をオープンループで制御する。以下に各条件におけるスswitchングデューティ比の導出法の詳細を示す。

〈3・3・1〉 重負荷領域 図 4 において、フライングキャパシタ充電時の電流ピーク値  $I_{pk1\_charge}$ ,  $I_{pk2\_charge}$  と放電時の電流ピーク値  $I_{pk1\_discharge}$ ,  $I_{pk2\_discharge}$  は、それぞれ(5), (6)式となる。

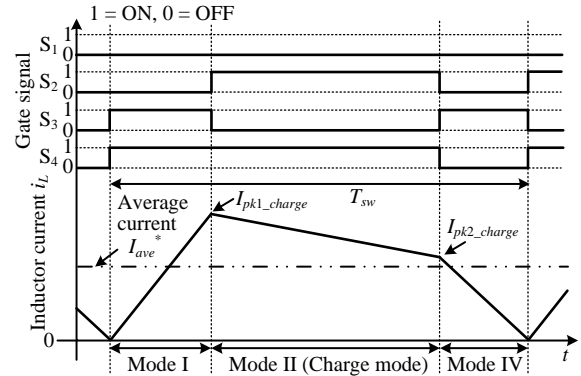
$$\left\{ \begin{array}{l} I_{pk1\_charge} = \frac{v_{in}}{L} D_1 T_{sw} \\ I_{pk2\_charge} = \frac{v_{in} - v_{fc}}{L} D_2 T_{sw} + \frac{v_{in}}{L} D_1 T_{sw} \dots \dots \dots (5) \\ \quad \quad \quad = -\frac{v_{in} - v_{dc}}{L} D_4 T_{sw} \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{pk1\_discharge} = \frac{v_{in}}{L} D_1 T_{sw} \\ I_{pk2\_discharge} = \frac{v_{in} - (v_{dc} - v_{fc})}{L} D_3 T_{sw} + \frac{v_{in}}{L} D_1 T_{sw} \dots \dots \dots (6) \\ \quad \quad \quad = -\frac{v_{in} - v_{dc}}{L} D_4 T_{sw} \end{array} \right.$$

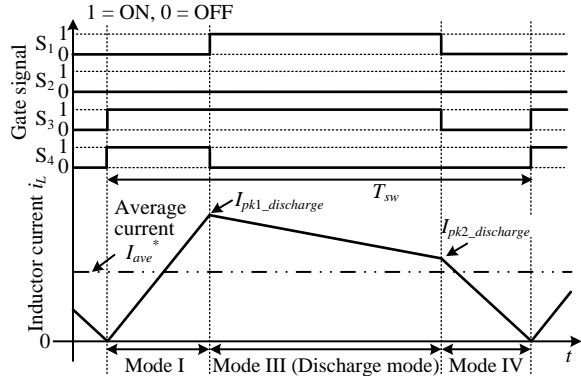
ここで、 $D_1, D_2, D_3, D_4$  は図 4 におけるそれぞれのモードのデューティ比である。

インダクタ平均電流  $I_{ave}$  は各スイッチングモードの積分で表されるため、充電時と放電時でそれぞれ(7), (8)式で表される。

$$\frac{1}{2} I_{pk1\_charge} D_1 + \frac{1}{2} (I_{pk1\_charge} + I_{pk2\_charge}) D_2 + \frac{1}{2} I_{pk2\_charge} D_4 = I_{ave} \dots \dots \dots (7)$$



(a) Charging mode.



(b) Discharging mode.

Fig. 4. Inductor current waveform and gate signals of MOSFETs of FCC in heavy load region.

$$\frac{1}{2} I_{pk1\_discharge} D_1 + \frac{1}{2} (I_{pk1\_discharge} + I_{pk2\_discharge}) D_3 + \frac{1}{2} I_{pk2\_discharge} D_4 = I_{ave} \dots \dots \dots (8)$$

DCM では、インダクタに蓄積されるエネルギーはスswitchング周期で平均すると 0 であるため、充電時と放電時でそれぞれ(9)式と(10)式が成り立つ。

$$v_{in} D_1 + (v_{in} - v_{fc}) D_2 + v_{dc} D_4 = 0 \dots \dots \dots (9)$$

$$v_{in} D_1 + (v_{in} - v_{dc} - v_{fc}) D_3 + v_{dc} D_4 = 0 \dots \dots \dots (10)$$

重負荷モードにおいては、電流臨界モードで FCC を動作させる。臨界モードでは、各デューティ比の総和が(11)式となり、電流ピーク値が最小限となる。

$$\left\{ \begin{array}{l} D_1 + D_2 + D_4 = 1 \\ D_1 + D_3 + D_4 = 1 \end{array} \right. \dots \dots \dots (11)$$

以上の前提より、充電モードと放電モードにおけるインダクタ平均電流  $I_{ave}$  と各モードのデューティ比の関係はそれぞれ(12), (13)式となる。

$$D_1 = \frac{\left\{ \begin{array}{l} (v_{dc} v_{fc} - v_{in} v_{fc}) \\ - \sqrt{(v_{dc} v_{fc} - v_{in} v_{fc})^2 - v_{dc} v_{fc}} \\ - \left\{ \begin{array}{l} 2LI_{ave} f_{sw} (v_{dc} - v_{fc}) \\ + (v_{dc} - v_{in})(v_{fc} - v_{in}) \end{array} \right\} \end{array} \right\}}{v_{dc} v_{fc}} \dots\dots\dots (12)$$

$$D_2 = \frac{v_{dc} - v_{in} - v_{dc} D_1}{v_{dc} - v_{fc}}$$

$$D_4 = 1 - D_1 - D_2$$

$$D_1 = \frac{\left\{ \begin{array}{l} (v_{dc}^2 + v_{in} v_{fc} - v_{dc} v_{fc} - v_{in} v_{dc}) \\ - \sqrt{(v_{dc}^2 + v_{in} v_{fc} - v_{dc} v_{fc} - v_{in} v_{dc})^2} \\ - v_{dc} (v_{dc} - v_{fc}) \\ - \left\{ \begin{array}{l} 2LI_{ave} f_{sw} v_{fc} \\ + (v_{dc} - v_{in})(v_{dc} - v_{fc} - v_{in}) \end{array} \right\} \end{array} \right\}}{v_{dc} (v_{dc} - v_{fc})} \dots\dots\dots (13)$$

$$D_3 = \frac{v_{dc} - v_{in} - v_{dc} D_1}{v_{fc}}$$

$$D_4 = 1 - D_1 - D_3$$

〈3・3・2〉 軽負荷領域 (12)及び(13)式のインダクタ平均電流  $I_{ave}$  とデューティ比の関係式は、 $D_1 \sim D_4$  がそれぞれ正の場合についてのみ成り立つ。よって、臨界モードで台形波を生成できる出力電力には、最小値が存在する。最小値以下の出力電力領域を軽負荷領域と定義する。本項では、軽負荷領域における動作方法の説明をした上で、デューティ比の関係式を導出する。

図 5 に軽負荷時でスイッチング一周期における各スイッチングモードのインダクタ電流  $i_L$  波形を示す。昇圧比 $>2$ を前提とすると、(3)式より Mode II および III の電流傾きは負となる。そのため軽負荷領域においてはスイッチング周期の最後にゼロ電流期間を設けることで、軽負荷出力に対応する。

充電モードと放電モードのインダクタ平均電流  $I_{ave}$  と、各モードのデューティ比の関係は、(14)及び(15)式で表される

$$D_1 = \sqrt{2LI_{ave} f_{sw} \frac{v_{fc} - v_{in}}{v_{in} v_{fc}}} \dots\dots\dots (14)$$

$$D_2 = \frac{v_{in}}{v_{fc} - v_{in}} D_1$$

$$D_1 = \sqrt{2LI_{ave} f_{sw} \frac{v_{dc} - v_{fc} - v_{in}}{v_{in} (v_{dc} - v_{fc})}} \dots\dots\dots (15)$$

$$D_3 = \frac{v_{in}}{v_{dc} - v_{fc} - v_{in}} D_1$$

〈3・4〉 フライイングキャパシタ電圧制御 本節では、フライイングキャパシタ電圧の制御方法について述べる。

図 6 にフライイングキャパシタ電圧とその指令値の関係を示す。本制御法ではフライイングキャパシタ電圧をヒステリシス制御する。指令値  $v_{fc}^*$  に対して上限と下限の許容値を定め、上限を下回っている間は放電モード、下限を下回っている間は充電モードを使用する。ヒステリシス制御を採用することで、充電モードと放電モードの間におけるハンチングを抑制する。

〈3・5〉 制御ブロック 図 7 に DCM 適用 FCC の制御ブロックを示す。制御ブロックはインダクタ電流制御部とスイッチングモード選択部、変調部に分かれる。フライイングキャパシタ電圧はヒステリシスコンパレータによって指令値と比較され、充電モードと放電モードを選択する。なお、本検討では昇圧インダクタ電流をオープンループ制御する。

#### 4. 動作条件

図 8 に単相電力脈動補償動作時におけるフライイングキャパシタ電圧の変動幅と、FCC が DCM 動作可能なフライングキャパシタ電圧の範囲を示す。図 8 において、縦軸のフラ

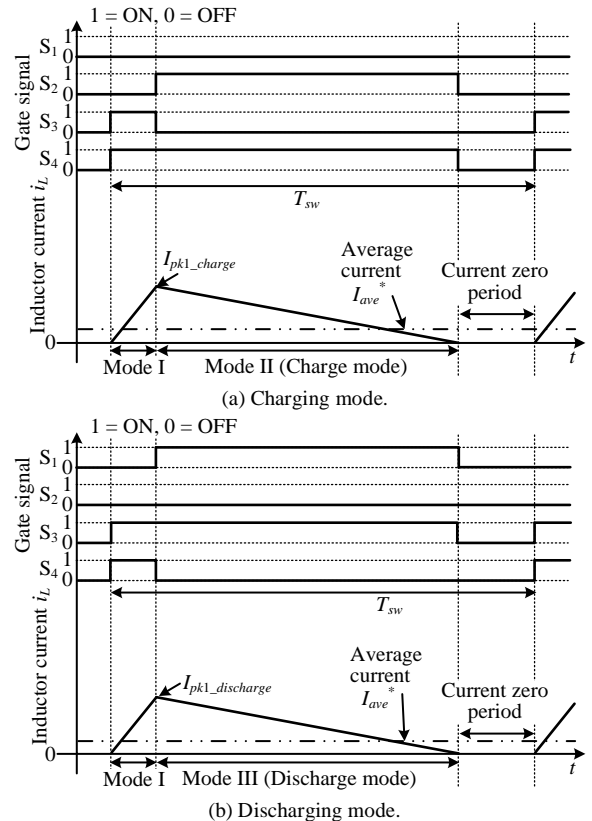


Fig. 5. Inductor current waveform and gate signals of MOSFETs of FCC in light load region.

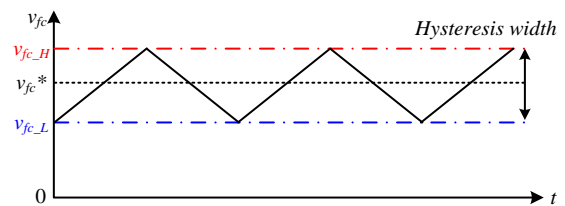


Fig. 6. Flying capacitor voltage control.

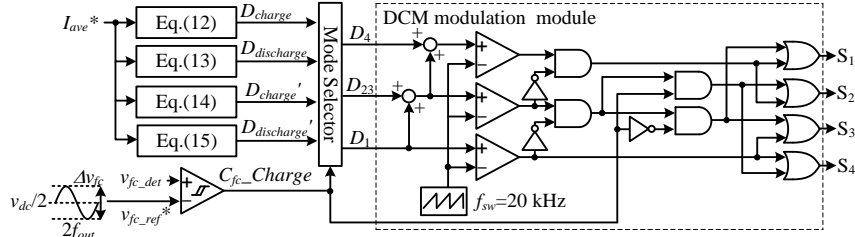


Fig. 7. Block diagram of proposed method.

インダクタ電圧  $v_{fc}$  は直流中間電圧  $v_{dc}$  で基準化した。フライングキャパシタ電圧に許容される電圧振幅は、 $D_1+D_2$  又は  $D_1+D_3$  の和が 1 以下となる範囲内である。重負荷時におけるフライングキャパシタ電圧振幅の許容値は、(16)式で表される。

$$\begin{cases} v_{fc} \leq \frac{\alpha - \sqrt{\alpha^2 - 4\beta v_{in}^2 v_{dc}^2}}{2\beta} \\ \left( \begin{array}{l} \alpha = v_{dc} v_{in}^2 + v_{dc}^2 v_{in} - 2LI_{ave} f_{sw} v_{dc}^2 \\ \beta = v_{dc} v_{in} - 2LI_{ave} f_{sw} v_{dc} \end{array} \right) \dots\dots\dots (16) \end{cases}$$

図 8 より、電力脈動補償に要求される  $\Delta v_{fc}$  と DCM 動作に許容される  $v_{fc}$  の範囲の交点がデカップリング可能な出力電力の最低値である。電力脈動補償可能な出力電力範囲を拡大するには、フライングキャパシタ容量を大きくし、電力脈動補償に必要な振幅を小さくする必要がある。さらに軽負荷領域においては、直流中間部のキャパシタで脈動を吸収できるよう回路を設計する必要がある。

### 5. シミュレーション結果

本章では、DCM を適用した FCC による単相電力脈動補償の理論を検証するために行ったシミュレーションについて述べる。

表 1 シミュレーション条件を示す。先述の通り、本検討では DCM を用いた電流制御系においてはオープンループ制御を適用する。また、FCC においてフライングキャパシタがバランスしている場合、フライングキャパシタ電圧  $v_{fc}$  は  $v_{dc}$  の半分となる。本検討においてはこの状態を前提とし、出力電圧  $v_{dc}=300$  V の半分として  $v_{fc}=150$  V とする。また、今回は単相 200V 系統に連系を前提に、直流中間電圧  $v_{dc}=300$  V とする。単相電力脈動補償時においてもフライングキャパシタ電圧が動作条件内に入るよう、フライングキャパシタ容量は  $C_{fc}=240$   $\mu$ F とした。

図 9 に、DCM 動作 FCC の動作波形を示す。図 8 では、直流中間電圧を 300V にクランプし、フライングキャパシタ電圧指令を 150V 一定値とする。図 9(a)は軽負荷領域、(b)は重負荷領域の波形である。なお、フライングキャパシタ電圧指令値のヒステリシス幅は 2V である。図 8 より、フライングキャパシタはモードによって中心を 150 V 一定に保たれている。よって、フライングキャパシタ電圧は、充電モードと放電モードの使い分けによって軽負荷領域と重負荷領域ともに制御可能であることが確認された。

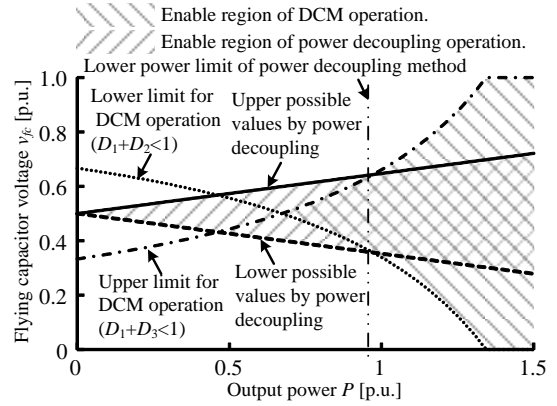


Fig. 8. Relationship between flying capacitor voltage limit for DCM operated FCC and requiring flying capacitor voltage for active power decoupling. The circuit parameter is shown on Table I.

Table I Experimental condition.

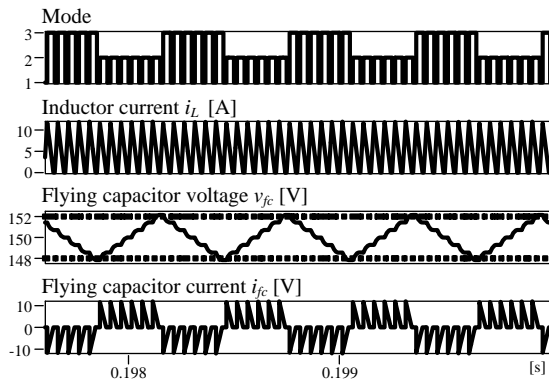
Rated power	$P$	1 kW
Input voltage	$v_{in}$	100 V
DC voltage	$v_{dc}$	300 V
Output voltage	$v_{out}$	200 V <sub>rms</sub>
Grid frequency	$f_{out}$	50 Hz
Switching frequency	$f_{sw}$	20 kHz
Boost inductor	$L$	124 $\mu$ H
Flying Capacitor	$C_{fc}$	240 $\mu$ F

図 10 に系統連系インバータを後段に接続した DCM 動作 FCC の動作波形を示す。図 10(a)より、脈動補償を行わない場合、直流中間電圧は系統の 2 倍周波数で脈動する。これは、FCC 側と連系インバータ側の電力の不一致によるものである。一方、図 10(b)より、提案制御法を用いてフライングキャパシタ電圧を脈動させることにより、直流中間電圧の脈動を抑制できていることを確認した。

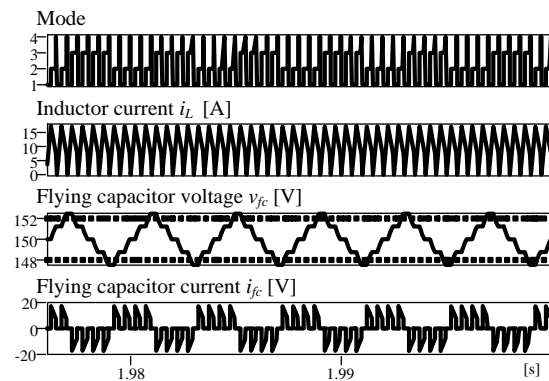
図 11 に 1 kW 出力時における直流中間電圧の高調波解析結果を示す。ここで、高調波成分は、脈動補償なしでの 2 次高調波成分で基準化した。DCM においては、電圧条件を満たしていれば脈動補償動作が無い場合でも昇圧インダクタ電流が一定となることから、直流中間電圧の脈動でパワーデカップリング効果を評価する。単相電力脈動補償制御を適用することにより、直中間電圧の脈動を 94.4 %低減できる。

### 6. まとめ

本論文では、電流ピーク値の抑制と、昇圧インダクタの小



(a) Light load region.



(b) Heavy load region.

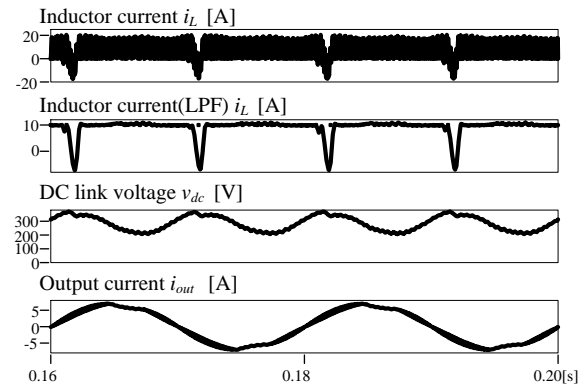
Fig. 9. Result of flying capacitor voltage control. The flying capacitor voltage command is  $v_{dc}/2=150$  V.

型化の両立による高パワー密度化を目的に、DCMを適用した3レベルフライングキャパシタによる単相脈動補償動作を提案した。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。フライングキャパシタ電圧に応じた各モードのデューティ比の関係式の導出及びフライングキャパシタ電圧の制御法を提案し、検証を行った。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の使い分けにより制御できることを確認した。提案する単相電力脈動補償制御を適用することにより、直中間電圧の脈動が94.4%低減されることをシミュレーションで確認した。

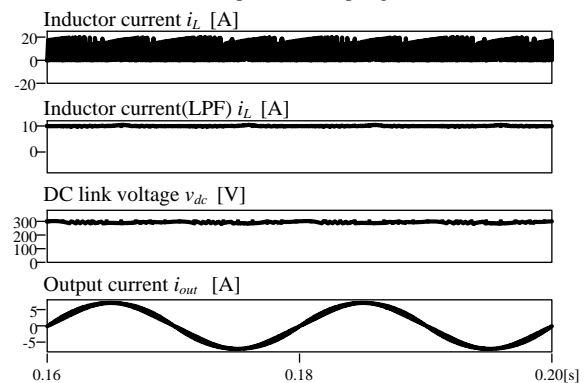
今後はパレートフロントカーブによる最適設計、及び実験による実証を行う。

## 文 献

- (1) Pham Xuan Khiet, 三谷康範, 渡邊政幸:「電気自動車を接続した太陽光発電システムのための双方向DC-DC変換器の開発」, 平成23年度電気関係学会九州支部連合大会, 02-P-07,(2011)
- (2) 泉晋作, 唐川裕也, 忻欣, 山崎大河:「太陽光発電システムを有する電力システムの安定性解析」, 第59回自動制御連合講演会, ThB85-1
- (3) 根葉保彦, 古山英二, 坂口潤:「PWM電流形インバータ系統連系太陽光発電システムにおける単独運転防止の一方法」, 電気学会論文誌D, Vol. 117, No. 11, p1404-1405 (1997)
- (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,



(a) Without power decoupling control.



(b) With power decoupling control.

Fig. 10. Operation waveforms.

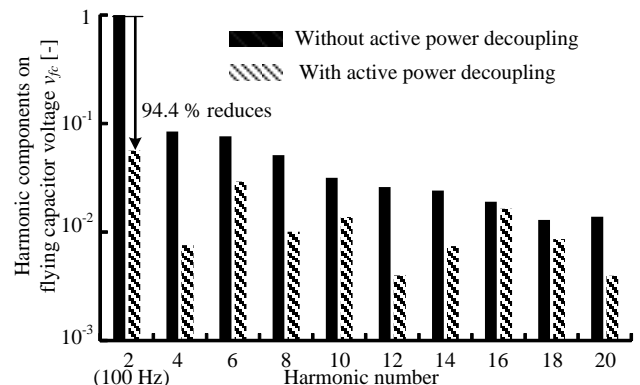


Fig. 11. Harmonics components on boost inductor current.

Vol. 88, No.5, (2014)

- (5) 櫻庭友和, レホアイナム, 伊東淳一:「電流不連続モードで動作する昇圧形アクティブバッファを用いた単相系統連系インバータの実機検証」, 平成28年電気学会産業応用部門大会, No. JB-1, 1-55, (2015)
- (6) Hoi Nam Le, Daisuke Sato, Koji Orikawa, Jun-ichi Itoh: "Efficiency Improvement at Light Load in Bidirectional DC-DC Converter by Utilizing Discontinuous Current Mode", 17th Conference on Power Electronics and Applications, EPE'15-ECCE Europe, No. DS1b-Topic 3-0484, (2015)
- (7) Yasuhiro Sugimoto, Toru Sai, Kei Watanabe, Mikio Abe: "Feedback Loop Analysis and Optimized Compensation Slope of the Current-Mode Buck DC-DC Converter in DCM", IEEE Transactions on Circuits and Systems, Vol. 62, No. 1, p.311-319 (2015)
- (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)
- (9) 日下佳祐, 渡辺大貴, 古川啓太, 伊東淳一:「フライングキャパシタ形DC-DCコンバータを用いたパワーデカップリング回路」, 平成27年電気学会産業応用部門大会, Vol. , No. 1-78, pp. (2015)
- (10) 大沼喜也, 伊東淳一:「アクティブバッファを用いた単相降圧形PFC整流器の開発」, 電学論D, Vol. 133, No. 2(2013)