

# BMS 向けフライングキャパシタ形マルチポートコンバータの 負荷変動補償法

塩井 太介\* 宮下 充 永井 悟司 日下 佳祐 伊東 淳一(長岡技術科学大学)  
中西 俊貴 小林 和博(株式会社 三英社製作所)

Load Fluctuation Compensation of Multi-port Converter based on Flying Capacitor Topology  
for Battery Management System

Taisuke Shioi\*, Mitsuru Miyashita, Satoshi Nagai, Keisuke Kusaka, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)  
Toshiki Nakanishi, Kazuhiro Kobayashi (San-Eisha, Ltd.)

This paper proposes a load fluctuation compensation method of multi-port converter based on flying capacitor topology for battery management system(BMS). The proposed circuit is operated in discontinuous-current-mode(DCM) and pulse frequency modulation(PFM) in order to reduce the inductor volume. The propose method achieves the load fluctuation compensation by controlling the charge and discharge of the battery. The duty ration is calculated from command PV output current and command DC-link current. It is demonstrated that the battery compensates the load fluctuation in simulation. In addition, inductor volume with PFM is reduced by 60.5% compare that the PWM.

キーワード : マルチポートコンバータ, 電流不連続モード, DC-DC コンバータ, 負荷変動補償  
(Multi-port converter, Discontinuous current mode, DC-DC converter, load fluctuation compensation)

## 1. はじめに

近年, 太陽光発電(PV)は災害時においても発電が可能であることから, 災害時における非常用発電としての活躍が期待されている<sup>(1)</sup>。しかし, PV は夜間および悪天候時に電力供給ができない問題がある。そのため, 蓄電素子を用いて PV の発電電力を補償するバッテリーマネジメントシステム(BMS)が適用されている<sup>(2)</sup>。

図 1 に従来の BMS の回路構成例を示す<sup>(3)</sup>。従来回路は PV および蓄電素子ごとに DC-DC コンバータを接続し, DC-DC コンバータの出力を並列接続した構成である。この回路構成では, PV および蓄電素子の数だけ DC-DC コンバータが必要となるためシステムの大型化が懸念される。特に, DC-DC コンバータのインダクタは大型であるため, 装置体積の大きな割合を占める。

そこで, 複数の PV や蓄電素子を接続する電力変換器の小型化を目的にマルチポートコンバータが多数研究されている<sup>(4)-(7)</sup>。文献(5), (6)では, 入力 2 ポート間の電力融通, 直流バスへの電力供給を 1 つの電力変換器で達成している。しかし, 各入力ポートにインダクタが必要となるため, 回路体積が十分に削減できない。文献(7)では, 2 つの直流入力ポートを直列接続し, インダクタ 1 つで DC-DC 変換を達成している。この回路構成では, インダクタ数が削減できること

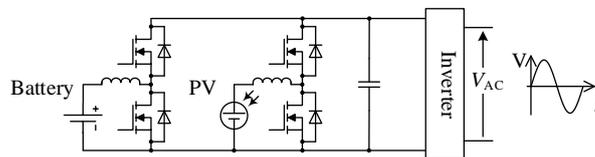


Fig. 1. Conventional circuit.

から DC-DC コンバータを小型化できる可能性がある。しかし, 2 つの入力ポートの充放電動作のために追加のスイッチを必要とすることから変換効率の低下が懸念される。以上より, BMS にはインダクタ数とインダクタンスの低減によるインダクタ体積の削減, および PV から蓄電素子を充電する動作が可能な電力変換器が求められている。これに対して, 著者らは BMS 向け電力変換器の小型化を目的に, フライングキャパシタコンバータ(FCC)<sup>(8)</sup>の回路構成を応用したマルチポートコンバータを提案している<sup>(9)</sup>。提案回路は電力変換に必要なインダクタを共通化でき, 電流不連続モード(DCM)を適用することでインダクタを小型化している。さらに, 提案回路にパルス周波数変調(PFM)を適用し, インダクタ電流のピーク値を低減することで変換効率を改善した<sup>(10)</sup>。しかし, これまでは各ポート間の電力変換について実機検証は行われているが, PV の出力変動や負荷変動時の補償動作については未検討である。加えて, 出力電圧の電圧制御に関して未検討である。

本論文では, PV の発電電力および負荷の変動を蓄電素子

で補償することで、出力電圧を一定に維持する負荷変動補償法を提案する。提案回路は、バッテリーと PV が直接に接続される動作モードがあるため、タイムシェアリングで動作させる。提案する制御法では、出力電圧指令と PV の出力電流指令値に基づいて回路の動作モードとデューティ比を決定するため、PV の最大電力点追従制御(MPPT 制御)と負荷変動補償を両立できる。提案手法を用いることで、負荷や PV の発電量が変動した場合でも負荷変動を補償することによって、出力電圧を一定に制御しつつ、PV から任意の電力を取り出せることをシミュレーションにより確認したので報告する。

## 2. 回路構成と動作モード

**〈2・1〉 回路構成** 図 2 に提案回路を示す。提案回路は、FCC を基本とした回路構成で、FCC の入力部に蓄電素子を、フライイングキャパシタ部に PV を接続することを想定している。提案回路ではフライイングキャパシタ部を入力ポートにすることで、マルチポート化と各ポートの電力変換に用いるインダクタの共通化を実現し、回路体積の小型化が期待できる。さらに、図 1 に示す 2 台の昇圧チョップパの出力ポートを並列に接続する従来回路構成と比較して、半導体スイッチの個数は増加しない。加えて、インダクタの小型化を目的として、インダクタ電流に電流不連続モード(DCM)<sup>(11)</sup>を適用する。DCM を適用することで、インダクタンスの低いインダクタで回路動作を実現できるため、インダクタの小型が期待できる。

**〈2・2〉 提案回路の動作モード** 図 3 に提案回路の動作モードを示す。提案回路は、回路のパワーフローに応じて 3 つの動作モードがある。また、各動作モードにおいて、DCM で動作させるために全てのスイッチを OFF にするゼロ電流期間が必要となる。以下に各動作モードを示す。

**Mode I (図 3(a))** Mode I は蓄電素子から出力ポートに出力するモードである。このモードでは提案回路は昇圧チョップパと同様の動作を行う。

**Mode II (図 3(b))** Mode II は蓄電素子と PV から出力ポートに出力するモードであり、FCC のフライイングキャパシタを放電する場合と同様の動作モードである。

**Mode III (図 3(c))** Mode III は PV から蓄電素子を充電するモードである。このモードでは提案回路は降圧チョップパと同様の動作を行う。

表 1 に Mode I, II, III のスイッチングパターンを示す。S<sub>1</sub> と S<sub>4</sub>、S<sub>2</sub> と S<sub>3</sub> にそれぞれ同期整流を適用することで、導通損失を低減している<sup>(10)</sup>。

## 3. 提案回路の制御法

提案回路において、負荷や PV の発電電力の変動を補償するために、前述の Mode I, II, III を組み合わせる。本章では、PV と負荷電力の大小関係ごとに、負荷変動補償を実現する回路動作とデューティ比、PFM 適用時のスイッチング周期の決定方法を示す。

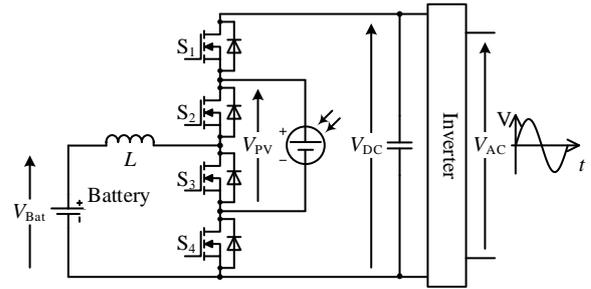


Fig. 2. Proposed circuit.

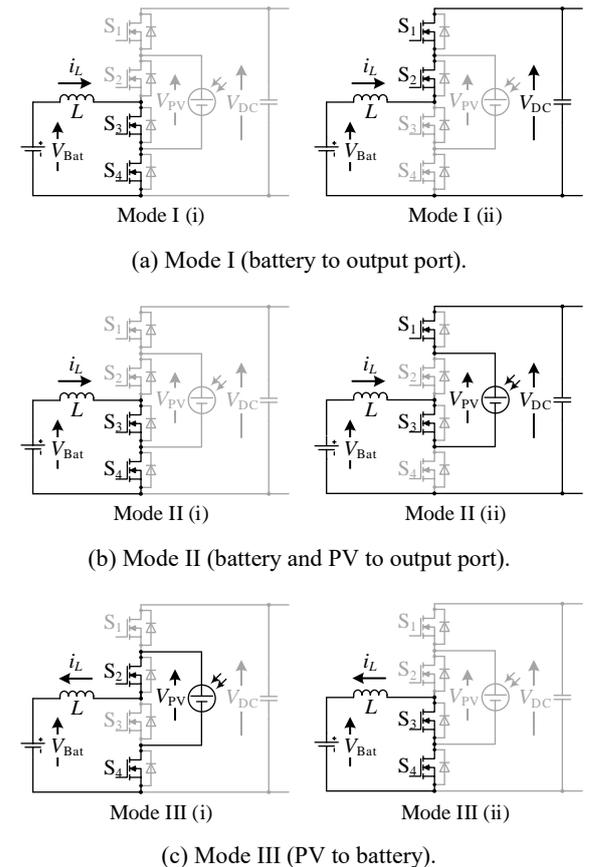


Fig. 3. Operation modes of proposed circuit.

Table 1. Switching pattern in each modes.

		S <sub>1</sub>	S <sub>2</sub>	S <sub>3</sub>	S <sub>4</sub>	Power flow
Mode I	(i)	OFF	OFF	ON	ON	Battery → Output port
	(ii)	ON	ON	OFF	OFF	
Mode II	(i)	OFF	OFF	ON	ON	PV+Battery → Output port
	(ii)	ON	OFF	ON	OFF	
Mode III	(i)	OFF	ON	OFF	ON	PV → Battery
	(ii)	ON	OFF	ON	OFF	

### 〈3・1〉 デューティ比とスイッチング周期の導出

**〈3・1・1〉 バッテリー放電動作時( $P_{out} > P_{pv}$ )** まず、負荷電力が PV の出力電力を上回る場合について示す。この場合、不足分の電力をバッテリーから供給する必要がある。そのため、バッテリーから電力を出力する Mode I とバッテリーと PV から電力を出力する Mode II を組み合わせて電力供給を行う。ここで、図 3(a), (b)に示すようにインダクタエネルギー蓄積期

間である Mode I(i)と Mode II(i)は同一の回路状態であるため共通化できる。

図 4(a)に負荷電流波形  $i_{out}$  と平均値  $I_{out\_ave}$ , (b)に PV 出力電流波形  $i_{PV}$  と平均値  $I_{PV\_ave}$ , (c)にインダクタ電流波形  $i_L$  と平均値  $I_{L\_ave}$  を示す。負荷電流の平均値は負荷電力より決定され、PV の出力電流平均値は最大電力点から決まる。これらを満たすデューティ比よりインダクタ電流が決まる。本項では、PV の平均出力電流  $I_{PV\_ave}$  と出力ポートの平均入力電流  $I_{out\_ave}$  を指令値として各スイッチのデューティ比を決定する。まず、ファラデーの法則より Mode I(i)の期間  $D_1T_{sw}$ , Mode I(ii)の期間  $D_2T_{sw}$  および Mode II(ii)の期間  $D_3T_{sw}$  のインダクタ電圧と電流の関係は(1)式で表される。

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = V_{bat} \\ L \frac{di_L}{dt} = V_{out} - V_{bat} \\ L \frac{di_L}{dt} = V_{out} - V_{PV} - V_{bat} \end{cases} \dots\dots\dots (1)$$

ここで、 $V_{bat}$  はバッテリー電圧、 $V_{PV}$  は PV 出力電圧、 $V_{out}$  は出力ポート電圧、 $L$  はインダクタンス、 $dt$  はインダクタに電流が流れる時間である。(1)式より各モードにおけるインダクタのピーク電流  $I_{pk1}$  を(2)式に示す。

$$\begin{cases} I_{pk1} = \frac{V_{bat}}{L} D_1 T_{sw} \\ I_{pk1} - I_{pk2} = \frac{V_{out} - V_{bat}}{L} D_2 T_{sw} \\ I_{pk2} = \frac{V_{out} - V_{PV} - V_{bat}}{L} D_3 T_{sw} \end{cases} \dots\dots\dots (2)$$

ここで、 $T_{sw}$  はスイッチング周期、 $D_1$  はインダクタにエネルギーを蓄積する期間のデューティ比、 $D_2$  は Mode I のエネルギーを放電する期間のデューティ比、 $D_3$  は Mode II のエネルギーを放電する期間のデューティ比である。PV の平均電流および出力ポートの平均電流は図 4 に示すピーク電流と導通期間から面積を計算することで(3)式で求められる。

$$\begin{cases} I_{PV\_ave} = \frac{1}{2} I_{pk2} D_3 \\ I_{out\_ave} = \frac{1}{2} (I_{pk1} + I_{pk2}) D_2 + \frac{1}{2} I_{pk2} D_3 \end{cases} \dots\dots\dots (3)$$

ここで、(2)式と(3)式より各デューティ比( $D_1 \sim D_3$ )は(4)式で求められる。

$$\begin{cases} D_1 = \frac{V_{out} - V_{bat}}{V_{bat}} D_2 + \frac{V_{out} - V_{PV} - V_{bat}}{V_{bat}} D_3 \\ D_2 = \frac{-(V_{out} - V_{PV} - V_{bat}) D_3 + \sqrt{\frac{2L}{T_{sw}} \{ (V_{out} - V_{bat}) I_{out\_ave} - V_{PV} I_{PV\_ave} \}}}{(V_{out} - V_{bat})} \\ D_3 = \sqrt{\frac{2L I_{PV\_ave}}{(V_{out} - V_{PV} - V_{bat}) T_{sw}}} \end{cases} \dots\dots\dots (4)$$

(4)式に指令値である PV 平均電流と出力ポートの平均電流

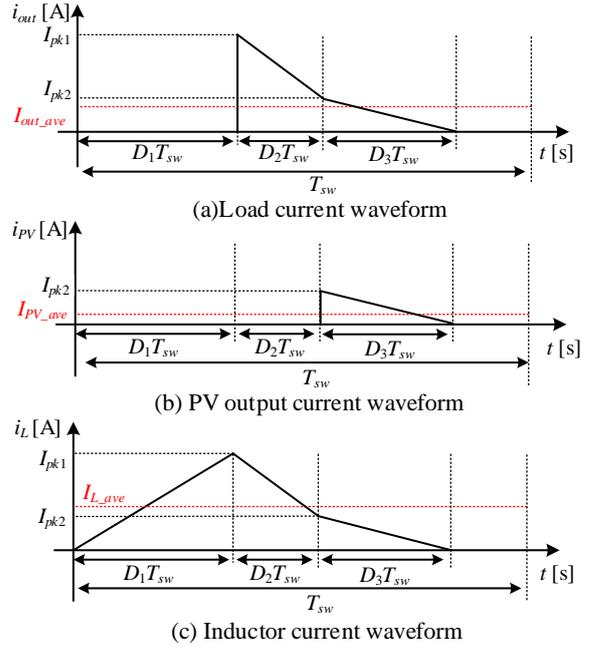


Fig. 4. Current waveform in  $P_{out}$  upper than  $P_{pv}$ .

を代入することで、負荷への電力供給および MPPT を実現できるデューティ比が計算できる。

次に、PFM 適用時のスイッチング周期の決定方法について示す。PFM を適用し、負荷によらずゼロ電流期間( $T_4$ )を一定の短時間に制御することで、電流ピーク値を低減し効率の向上が期待できる。PFM を実現するために必要なスイッチング周期とデューティ比の関係は(5)式で表される。

$$T_{sw} = (D_1 + D_2 + D_3) T_{sw} + T_4 \dots\dots\dots (5)$$

(5)式に(4)式で導出したデューティ比を代入することで、スイッチング周期は(6)式で求められる。

$$\begin{cases} T_{sw} = \frac{L(A_1 + A_2)}{(V_{out} - V_{bat})^2} + T_4 + \sqrt{\left\{ \frac{L(A_1 + A_2)}{(V_{out} - V_{bat})^2} \right\}^2 + \frac{2L^2(A_1 + A_2)}{(V_{out} - V_{bat})^2} T_4} \\ A_1 = \frac{V_{PV}^2 I_{PV\_ave}}{V_{out} - V_{PV} - V_{bat}} + \left( \frac{V_{out}}{V_{bat}} \right)^2 \{ (V_{out} - V_{bat}) I_{out} - V_{PV} I_{PV\_ave} \} \\ A_2 = \frac{2V_{PV} V_{out}}{V_{bat}} \sqrt{\frac{I_{PV\_ave} \{ (V_{out} - V_{bat}) I_{out\_ref} - V_{PV} I_{PV\_ref} \}}{(V_{out} - V_{PV} - V_{bat})}} \end{cases} \dots\dots\dots (6)$$

### 〈3・1・2〉 バッテリー充電動作時( $P_{DC} < P_{pv}$ )

次に、PV の発電量が負荷電力を上回る場合、余剰電力でバッテリーを充電する。そのため、バッテリーと PV から電力を出力する Mode II と PV からバッテリーに充電する Mode III を組み合わせて電力供給を行う。ここで、図 3(b), (c)から分かるようにインダクタエネルギー蓄積期間である Mode II(i)と Mode III(ii)は同一の回路状態であるため共通化できる。

図 5(a)に負荷電流波形  $i_{out}$  と平均値  $I_{out\_ave}$ , (b)に PV 出力電流波形  $i_{PV}$  と平均値  $I_{PV\_ave}$ , (c)にインダクタ電流波形  $i_L$  と平均値  $I_{L\_ave}$  を示す。 $P_{out} < P_{PV}$  の場合も 3・1・1 項と同様の手

順でデューティ比を導出する。まず、ファラデーの法則よりスイッチング時のインダクタ電流値  $I_{pk1}$ ,  $I_{pk2}$  は(7)式で表すことができる。

$$\begin{cases} I_{pk1} = \frac{V_{PV} - V_{bat}}{L} D_1 T_{sw} \\ I_{pk1} - I_{pk2} = \frac{V_{bat}}{L} D_2 T_{sw} \\ I_{pk2} = \frac{V_{out} - V_{PV} - V_{bat}}{L} D_3 T_{sw} \end{cases} \dots\dots\dots (7)$$

ここで、 $D_1$  は PV からバッテリーに充電する期間のデューティ比、 $D_2$  はインダクタにエネルギーを蓄積する期間のデューティ比、 $D_3$  は Mode II のエネルギーを放電する期間のデューティ比である。PV の平均電流および出力ポートの平均電流は図 5 に示すピーク電流と導通期間から面積を計算することで(8)式で求められる。

$$\begin{cases} I_{PV\_ave} = \frac{1}{2} I_{pk1} D_1 + \frac{1}{2} I_{pk2} D_3 \\ I_{out\_ave} = \frac{1}{2} I_{pk2} D_3 \end{cases} \dots\dots\dots (8)$$

(7)式と(8)式より各スイッチングデューティ(  $D_1 \sim D_3$  )は(9)式で求められる。

$$\begin{cases} D_1 = \sqrt{\frac{2L(I_{PV\_ave} - I_{out\_ave})}{(V_{PV} - V_{bat})T_{sw}}} \\ D_2 = \frac{V_{PV} - V_{bat}}{V_{bat}} D_1 + \frac{V_{out} - V_{PV} - V_{bat}}{V_{bat}} D_3 \\ D_3 = \sqrt{\frac{2L I_{out\_ave}}{(V_{out} - V_{PV} - V_{bat})T_{sw}}} \end{cases} \dots\dots\dots (9)$$

また、ゼロ電流期間を一定に制御するためのスイッチング周期は  $3 \cdot 1 \cdot 1$  項と同様に(5)式に(10)式に示したデューティ比を代入することで求められる。

$$\begin{cases} T_{sw} = \frac{L(B_1 + B_2)}{V_{bat}^2} + T_4 + \sqrt{\left\{ \frac{L(B_1 + B_2)}{V_{bat}^2} \right\}^2 + \frac{2L(B_1 + B_2)}{V_{bat}^2} T_4} \\ B_1 = \frac{V_{PV}^2 (I_{PV\_ave} - I_{out\_ave})}{V_{PV} - V_{bat}} + \frac{(V_{out} - V_{PV})^2 I_{out\_ave}}{V_{out} - V_{PV} - V_{bat}} \\ B_2 = 2V_{PV} (V_{out} - V_{PV}) \sqrt{\frac{I_{out\_ref} (I_{out\_ave} - I_{PV\_ave})}{(V_{PV} - V_{bat})(V_{out} - V_{PV} - V_{bat})}} \end{cases} \dots\dots\dots (10)$$

**〈3・2〉 制御ブロック** 図6に提案回路の制御ブロックを示す。制御ブロックは出力電圧制御部、モード選択部、PWM信号生成部およびスイッチングパターン選択部から構成される。本制御系では、PI 制御器による出力電圧制御から負荷電流指令  $I_{out\_ref}$  を、MPPT 制御より PV 出力電流指令  $I_{PV\_ref}$  を決定している。そして負荷電流指令と PV 出力電流指令の大小より動作モードを決定し、指令値を(4), (9)式に示したデューティ決定式に代入することでデューティ比を求めらる。

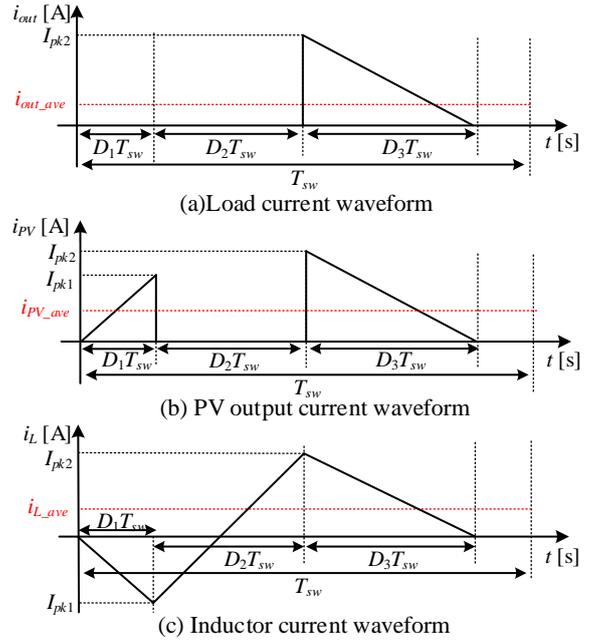


Fig. 5. Current waveform in  $P_{out}$  lower than  $P_{pv}$ .

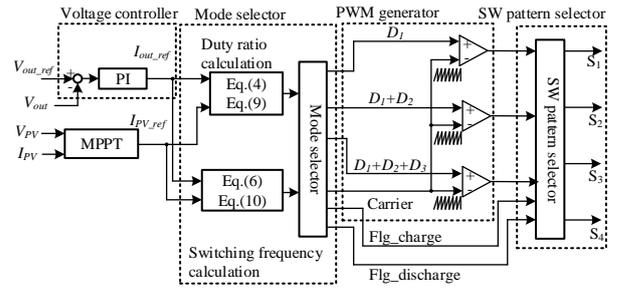


Fig. 6. Control block diagram of the FCC with Output-port voltage controller

#### 4. インダクタの設計法と体積

**〈4・1〉 インダクタンス条件の導出** 提案回路に PFM を適用する場合、スイッチング周波数はインダクタンスに大きく依存する。そのため、ここではインダクタ設計のためにインダクタンスとスイッチング周波数の関係を導出する。まず、バッテリーが放電動作する場合のインダクタンスとスイッチング周期の関係は(6)式より(11)式で求められる。

$$\begin{cases} L = \frac{(V_{out} - V_{bat})^2 T_{sw}}{2 \left\{ \frac{V_{PV} I_{PV\_ave}}{(V_{out} - V_{PV} - V_{bat})} + \sqrt{\frac{4\alpha (V_{out} V_{PV})^2 I_{PV\_ave}}{V_{bat}^2 (V_{out} - V_{PV} - V_{bat})} + \frac{V_{out}^2}{V_{bat}^2} \alpha} \right\}} \\ \alpha = (V_{out} - V_{bat}) I_{out\_ave} - V_{PV} I_{PV\_ave} \end{cases} \dots\dots\dots (11)$$

ここで、 $\alpha$  は式の簡単化のために用いた変数である。同様に、バッテリーが充電動作をする場合のインダクタンスとスイッチング周期の関係は(10)式より(12)式で求められる。

$$L = \frac{V_{bat}^2 T_{sw}}{2 \left\{ V_{PV}^2 \beta + \frac{(V_{out} - V_{PV})^2 I_{out\_ave}}{V_{out} - V_{PV} - V_{bat}} + (V_{out} - V_{PV}) \sqrt{\frac{4V_{out}^2 \beta I_{out\_ave}}{V_{out} - V_{PV} - V_{bat}}} \right\}}$$

$$\beta = \frac{I_{PV\_ave} - I_{out\_ave}}{V_{PV} - V_{Bat}}$$

.....(12)

ここで、 $\beta$ は式の簡単化のために用いた変数である。(11),(12)式よりPFMを適用すると、重負荷になるほどスイッチング周波数が低くなる。そのため、(11)、(12)式を用いて定格動作時のスイッチング周波数が所望の値になるようにインダクタンスを決定する。(11)、(12)式から求めた値より低いインダクタンス値を適用することで、負荷条件によらず所望のスイッチング周波数以上の周波数でスイッチングが可能となる。しかし、低インダクタンスでPFMを適用すると、軽負荷時にスイッチング周波数が非常に高くなる。そのため、スイッチング周波数に上限を設け、上限値より高くなる場合にはPWMとして動作させる。

**〈4・2〉 インダクタ体積の理論検討** 本節では、インダクタエネルギーの観点からインダクタ体積を算出する。インダクタ体積  $Vol_L$  は Area product<sup>(12)</sup>により検討を行い、(13)式で求められる。

$$Vol_L = K_v \left( \frac{2W}{K_u B_m J_w} \right)^{\frac{3}{4}} \dots\dots\dots(13)$$

ここで、 $K_v$ はコアの形状から決定される定数、 $W$ はインダクタに蓄積されるエネルギー、 $K_u$ は窓の線積率、 $B_m$ はコアの最大磁束密度、 $J_w$ は巻き線の電流密度である。(13)式よりインダクタ体積はインダクタエネルギーの3/4乗に比例することがわかる。本論文では、PFM適用によるインダクタ体積の低減効果を検討するために提案回路にPWMとPFMをそれぞれ適用した場合のインダクタ体積を比較する。

## 5. シミュレーション結果

**〈5・1〉 シミュレーション条件** 表2にシミュレーション条件を示す。本論文では、PVの定格が900W、負荷の定格が750Wのシステムを想定し、提案回路におけるDCM動作およびバッテリーによる負荷変動補償動作の検証を行う。本システムでは、インバータによる単相交流100Vの出力を想定し、出力電圧を150Vとした。また、負荷は抵抗負荷で模擬する。PVの出力電流指令値は0Aから10Aまで変化するランプ信号を与える。インダクタンスは(11)、(12)式を用いて、定格( $P_{out} = 750W$ )でスイッチング周波数が10kHzになるように設計した。バッテリーの充電時は(11)式より104.4  $\mu H$ 、バッテリーの放電時は(12)式より23.6  $\mu H$ の時に定格時のスイッチング周波数が10kHzになる。本論文では、常に10kHz以上のスイッチング周波数で動作させるためにインダクタンスは23  $\mu H$ とした。

**〈5・2〉 シミュレーション結果** 図7にPVの発電電力お

Table 2. Simulation condition.

Parameter	Symbol	Value
Rating load	$P_{out}$	750 W
Rating PV output power	$P_{PV}$	900 W
Output-port voltage	$V_{out}$	150 V
Battery voltage	$V_{bat}$	48 V
PV voltage	$V_{PV}$	90 V
Boost up inductor	$L_1$	23 $\mu H$
Maximum Carrier Frequency	$f_{sw\_limit}$	50 kHz
Zero current interval	$T_4$	3 $\mu s$
PV current command value	$I_{PV\_ref}$	0 $\rightarrow$ 10 A(start at 0.3 s)

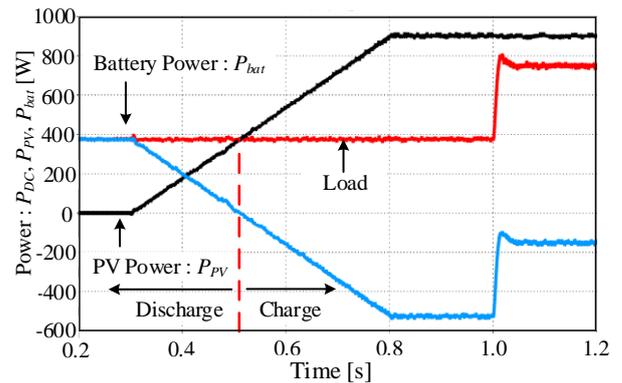


Fig. 7. Battery power, PV power and load.

よび負荷変動時のバッテリー電力、PV出力電力および負荷電力を示す。0.3sまではPVの出力電流指令値がゼロであるため負荷電力を全てバッテリーから供給しており、0.3sから0.5sまではPVの不足電力をバッテリーから供給している。そして、0.5sからはPVの出力電力が負荷電力を上回っているため過剰電力をバッテリーに充電している。また、1.0sにて負荷が変動した際には、変動分の電力をバッテリーから出力することで、PVの出力電力に影響を与えずに負荷変動を補償している。以上の結果から、提案する負荷変動補償法はPVのMPPTと負荷変動補償を両立可能である。

図8にPVの出力電流指令値を0Aから10Aに変化させた時の電流平均値と出力ポート電圧を示す。図10より、PVの出力電流は指令値に追従していることから、PVから任意の電流を取り出すことができるため、MPPTが実現できることを確認した。また、出力電圧はPVの出力電流に依存せず一定に制御できている。これより、バッテリーでPVの出力を補償できていること、3章で導出したデューティ決定式は妥当であることを確認した。

図9(a)にバッテリー放電時のインダクタ電流波形(図7の0.4s時点)を(b)にバッテリー充電時のインダクタ電流波形(図7の1.2s時点)を示す。図9(a)よりバッテリー放電時のインダクタ電流波形はDCMを達成しており、ゼロ電流期間は指令値の3 $\mu s$ と一致している。また、図9(b)よりバッテリー充電時も同様にDCMを達成し、ゼロ電流期間も指令値の3 $\mu s$ と一致している。これより、スイッチング周波数によらずゼロ電流期間は一定であり、PFMが実現できていること、スイッチング周期の決定式の妥当性を確認した。

**〈5-3〉 インダクタ体積の評価** 本節では、提案回路に PWM と PFM を適用した際のインダクタ体積を比較する。PFM を適用することで、ゼロ電流期間が短縮され電流ピーク値を低減できるためインダクタ蓄積エネルギーも同様に低減できる。

表 3 に提案回路に PWM と PFM をそれぞれ適用した際のインダクタ電流ピーク値、インダクタに蓄積されるエネルギー、PWM 駆動したときのインダクタ体積を基準とした PFM 適用時のインダクタ体積を示す。ここで、電流ピーク値は最も大きくなる条件であるバッテリーからすべて負荷電力を供給する条件で検討している。また、インダクタの蓄積エネルギーは電流ピーク値とインダクタンス( $L = 23 \mu\text{H}$ )から算出している。体積は 4.2 節に示した通り、蓄積エネルギーの 3/4 乗に比例すると計算している。表 3 より、提案回路に PFM を適用することでインダクタ電流ピーク値を 46.5%、インダクタ体積を 60.5%低減できることがわかる。

## 6. まとめ

本論文では、フライングキャパシタ形 DC-DC コンバータを応用したマルチポートコンバータの負荷変動補償法を提案した。提案手法は、バッテリーの充放電電力を制御することで負荷変動が生じた場合でも PV を任意の電力点で動作させることができる。PV の出力電流および負荷電流を指令値としてデューティ比を導出した。また、PFM 適用時に負荷によらずゼロ電流期間を一定に制御するために必要なスイッチング周期を導出した。そして、シミュレーションにより導出したデューティの妥当性および負荷変動が生じた場合でも PV の出力電力が変化しないことを確認した。加えて、PFM を適用することでインダクタ体積を 60.5%低減可能であることを計算により求めた。

今後は、本論文で提案した負荷変動補償法を実機実験にて確認する予定である。

## 文 献

- (1) 照屋, 柘川, 飯田 : 「電圧形に切替え可能な系統連系用電流形インバータ」, 電学論 D, Vol. 131, No. 11, pp. 1324-1330 (2011)
- (2) Yuji Mizuno, Teppei Baba, Yoshito Tanaka, Fujio Kurokawa, Masaharu Tanaka, Ilhami Colak, Nobumasa Matsui : "Estimation of optimum capacity of battery by combined use of a renewable energy system and distributed emergency generators in a large hospital", 2017 IEEE 6th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), pp. 515-518 (2017)
- (3) H. Mahmood, D. Michaelson and J. Jiang : "A Power Management Strategy for PV/Battery Hybrid Systems in Islanded Microgrids," in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 2, no. 4, pp. 870-882, Dec. 2014.
- (4) Amit Bhattacharjee, Nasser Kutkut, Issa Batarseh : "Review of Multi Port Converters for Solar and Energy Storage Integration", IEEE Transaction on Power Electronics, Vol.34, No.2, pp.1431-1445 (2019)
- (5) H. Zhu, D. Zhang, B. Zhang and Z. Zhou : "A Nonisolated Three-Port DCDC Converter and Three-Domain Control Method for PV-Battery Power Systems," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.62, no. 8, pp. 4937-4947, (2015)
- (6) K. Tomas-Manez, A. Anthon, Z. Zhang, Z. Ouyang and T. Franke : "High efficiency non-isolated three port DC-DC converter for PVbattery systems,"

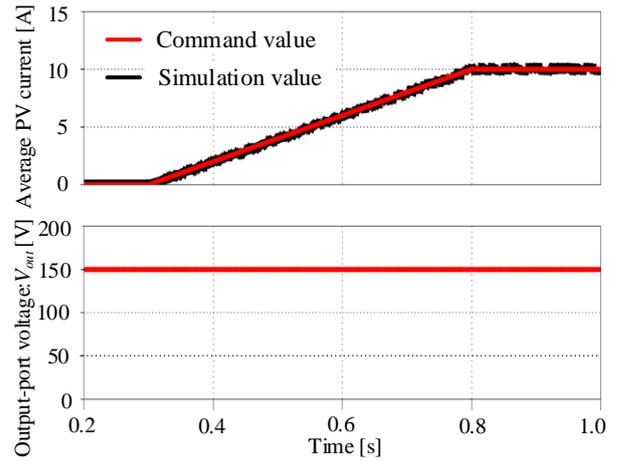
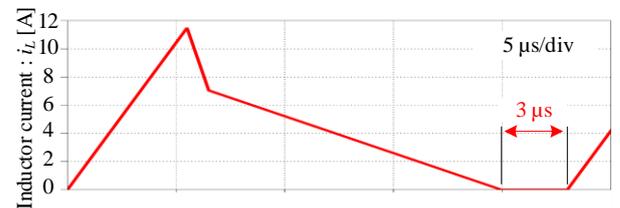
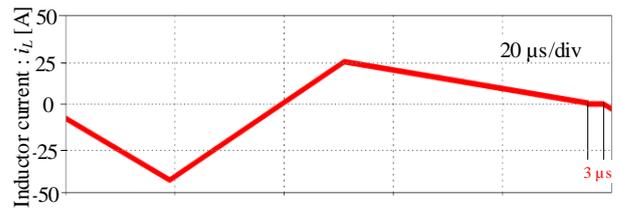


Fig. 8. Average inductor current and output-port voltage



(a) Operation mode of discharging battery ( $f_{sw} = 25 \text{ kHz}$ )



(b) Operation mode of discharging battery ( $f_{sw} = 10 \text{ kHz}$ )

Fig. 9. Inductor current waveform.

Table.3 Comparison of the inductor volume

	Peak inductor current [A]	Inductor energy [mJ]	Inductor volume ratio compared to PWM [%]
PWM(10 kHz)	66.5	49.9	
PFM	35.6	14.5	39.5

- (7) Xiaofeng Sun, Yue Zhou, Wei Wang, Baocheng Wang, Zhe Zhang : "Alternative Source-Port Tolerant Series-Connected Double-Input DC-DC Converter", IEEE Transaction on Power Electronics, Vol.30, No.5, pp.2733-2742 (2015)
- (8) 松浦, 伊東 : 「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 沖繩, SPC-11-098, PSE-11-061, PE11-044 (2011)
- (9) 宮下, 他 : 「電流不連続モードを適用したフライングキャパシタ型 DC-DC コンバータによるバッテリーマネジメントシステムの動作検証」, SPC-19-102, PSE-19-053, PE19-042 (2019)
- (10) 塩井, 他 : 「パルス周波数変調による FCC 型マルチポートコンバータの効率改善」, JHES2019(2019)
- (11) 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)
- (12) Wm. T. Mclyman : "Transformer and inductor design handbook", Marcel Deller Inc. (2004)