



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。文献(13), (14)では、文献(12)よりも少ないスイッチ数で2つの入力ポート間の充放電動作を実現している。しかし、出力側のスイッチおよびダイオードに出力電圧が直接印加されるため高耐圧の素子が必要となる。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要求される。

本論文では、PVと蓄電素子を用いたマルチポートコンバータにおけるインダクタの小型化を目的に、フライイングキャパシタコンバータ(FCC)<sup>(15)</sup>の回路構成を応用したシステムを提案する<sup>(16)</sup>。なお、提案するシステムは定格容量1kW程度の比較的小容量の非常用電源システムへの適用を想定している。本システムは、FCCの低電圧側に蓄電素子を、フライイングキャパシタ部にPVを接続する。また電流不連続モード(DCM)を用いてインダクタ電流を正負に制御するタイムシェアリング動作をおこなう。これにより、1つのインダクタで蓄電素子とPVの電力融通を制御することができ、回路体積を小型化できる。さらにパルス周波数変調(PFM)を適用することで常に臨界動作モード近傍で動作させ、電流ピーク値を低減する。これによりパルス幅変調(PWM)適用時と比較して変換効率を改善する<sup>(17)</sup>。加えて、FCC部にPVを接続することで各スイッチング素子に印加される電圧はDCリンク電圧の半分以下になるため低耐圧の素子で構成可能である。また、本システムは定格容量1kW程度の小容量の独立型非常用電源への適用を想定しているためPVの漏れ電流は比較的小さく、問題とならないと考える。

本論文の構成は以下の通りである。まず、提案システムの回路構成および負荷電流平均値とPV出力電流平均値に応じた2つの動作モードについて説明する。次に、PVの最大電力点追従制御(MPPT制御)と負荷変動補償を両立するデューティ比およびPFM適用時のスイッチング周波数決定式を動作モードごとに導出する<sup>(18)</sup>。次に、シミュレーションおよび750W試作機を用いた実機実験により、導出したデューティ比を用いることで負荷変動およびPV出力電力変動を補償できることを示す。最後に、負荷とPV出力電力を変動させた際の効率特性より提案システムの有用性を示す。

## 2. 提案システムの回路構成と動作モード

**〈2.1〉 回路構成** 図1に従来のBMSの回路構成例を示す。従来回路はPVと蓄電素子ごとにDC-DCコンバータを接続するため、昇圧インダクタの数が増加しシステム体積の大型化が懸念される。

図2に提案回路構成を示す。提案システムは、FCCを基本とした回路構成である。FCCの低電圧側にバッテリーを、フライイングキャパシタ部にPVを接続する。また、本回路はBMSに適用するため、出力ポートにはPWM駆動するインバータを接続することを想定している。本システムは電流不連続モード(DCM)<sup>(19),(20)</sup>を用いてインダクタ電流を正負に

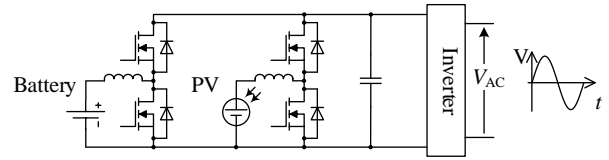


Fig. 1. Conventional circuit.

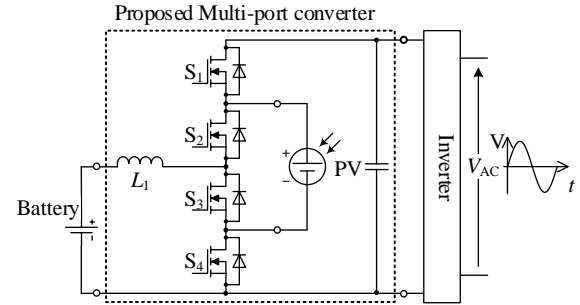
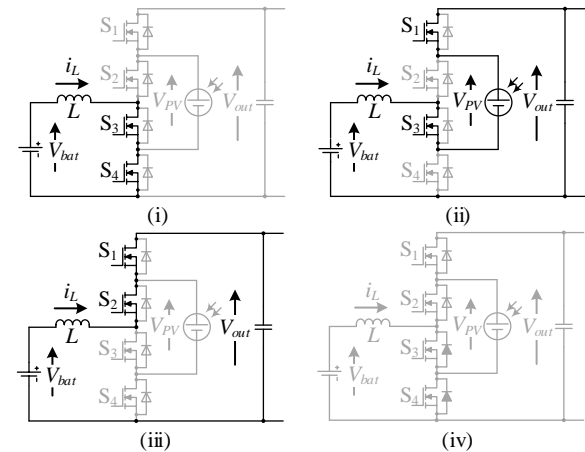
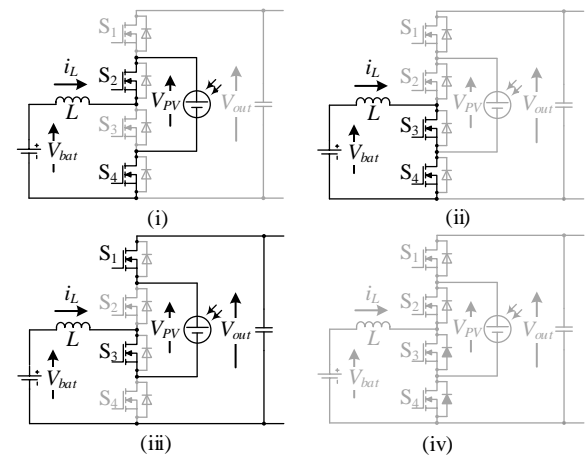


Fig. 2. Proposed circuit.



(a) Mode A ( $I_{out\_ave} > I_{PV\_ave}$ )



(b) Mode B ( $I_{out\_ave} < I_{PV\_ave}$ )

Fig. 3. Operation mode of proposed circuit.

制御することにより、1つのインダクタで蓄電素子の充放電動作を実現する。加えて、DCMを適用することで、昇圧インダクタに必要なインダクタンスを低減できる。さらに、マルチレベル構成とすることで、各半導体素子には低耐圧の

デバイスが適用可能である。

〈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, 表 1 にモードごとのスイッチングパターンとパワーフローを示す。ここで, スwitchingパターンは ON を“1”, OFF を“0”と表記している。提案回路は, 負荷電流平均値  $I_{out\_ave}$  および MPPT より決定される PV 出力電流平均値  $I_{PV\_ave}$  の大小関係に応じて Mode A と Mode B の 2 つの動作モードがある。ここで, 常にバッテリーから電力を出力する Mode A において PV の出力電圧  $V_{PV}$  は常に負荷電圧  $V_{out}$  よりも低く, PV の出力電流は常に負荷電流よりも小さいため PV 出力電力  $P_{PV}$  が負荷  $P_{load}$  を上回る動作条件は存在しない。以下に各動作モードを示す。

**Mode A (図 3(a))** 図 4(a)に Mode A における負荷電流波形  $i_{out}$  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。Mode A ではバッテリーは PV 出力電力と負荷の差分を補償するため放電動作を行う。このモードでは, はじめに Mode A(i)の期間にバッテリーのエネルギーをインダクタに蓄積する。次に, Mode A(ii)の期間にバッテリーと PV から負荷に電力を供給する。そして, Mode A(iii)の期間を用いてバッテリー単体から負荷へ電力を供給する。最後に, 全てのスイッチをオフにし, ゼロ電流期間を設ける。また, 図 4(a), (b)より Mode A(ii)の期間において PV の出力電流は全て負荷に流れる。加えて, 負荷には Mode A(iii)の期間にバッテリーから電流が流れるため, 負荷に流れる電流の平均値は必ず PV の平均出力電流より大きくなる。そのため, 負荷電流平均値が PV 出力電流平均値よりも小さくなる場合には, 提案回路はバッテリーに充電される期間が存在する Mode B として動作する。

**Mode B (図 3(b))** 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。図 5(c)に示す通り Mode B では, バッテリーに流れる電流が 1 キャリア周期中に正負に変化する。このモードでは, はじめに Mode B(i)の期間で PV の出力電力をバッテリーに充電する。次に, Mode B(ii)の期間にバッテリーのエネルギーをインダクタに蓄積する。そして, Mode B(iii)の期間に PV とバッテリーから負荷へ電力を供給する。最後に, 全てのスイッチをオフにし, ゼロ電流期間を設ける。このモードでは, 負荷と PV 出力電力の大小関係によって表 1 に示すようにパワーフローを決定する。バッテリーに充電する Mode B(i)の期間とバッテリーが放電する Mode B(iii)の期間を調整することで, 負荷と PV 出力電力に応じた 2 つのパワーフローを実現する。

〈2・3〉 提案回路の動作条件 表 2 に動作モードごとの各ポートの電圧条件を示す。PV の発電電力によらず, 負荷に安定した電力供給を行うためには, 前述の Mode A および Mode B の動作条件を共に満足する必要がある。

Mode A においてバッテリーと PV から同時に負荷に電力供給を行うためには, (1)式に示す電圧条件を満たさなければならない。

Table 1. Switching pattern and power flow in each mode.

		Switching pattern				Power flow	
		S <sub>1</sub>	S <sub>2</sub>	S <sub>3</sub>	S <sub>4</sub>	$P_{load} > P_{PV}$	$P_{load} < P_{PV}$
Mode A ( $I_{out\_ave} > I_{PV\_ave}$ )	(i)	0	0	1	1	PV+Battery → load	/
	(ii)	1	0	1	0		
	(iii)	1	1	0	0		
	(iv)	0	0	0	0		
Mode B ( $I_{out\_ave} < I_{PV\_ave}$ )	(i)	0	1	0	1	PV+Battery → load	PV→ load + Battery
	(ii)	0	0	1	1		
	(iii)	1	0	1	0		
	(iv)	0	0	0	0		

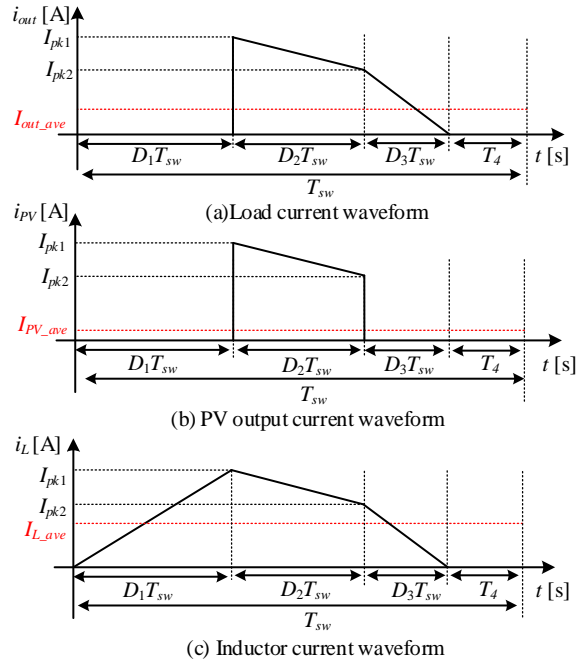


Fig. 4. Current waveform in Mode A ( $I_{out\_ave} > I_{PV\_ave}$ ).

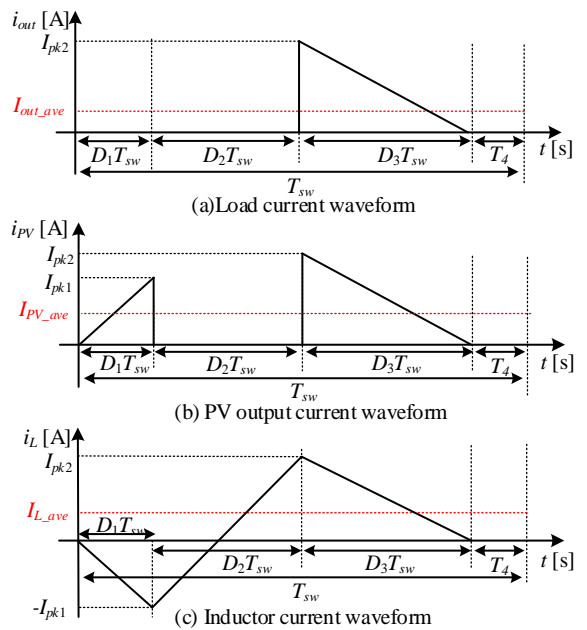


Fig. 5. Current waveform in Mode B ( $I_{out\_ave} < I_{PV\_ave}$ ).

$$V_{out} > V_{PV} + V_{bat} \dots\dots\dots(1)$$

Mode B では PV からバッテリーへ充電動作を行う Mode B(i)の期間が必要となる。この際、PV からバッテリーへ降圧動作を行うために(2)式に示す電圧条件を満たす必要がある。

$$V_{PV} > V_{bat} \dots\dots\dots(2)$$

結果として、本システムを BMS として適用するためには(1)式および(2)式を共に満足する必要がある。

### 3. 提案回路の制御法

提案回路では、バッテリーの充放電電力を制御することで負荷や PV の発電電力の変動を補償する。本章ではまず、バッテリー充電状態に応じた各ポートの出力電流指令値の決定方法を示す。次に、前述した 2 つの動作モードにおいて負荷変動補償を実現するデューティ比および PFM 適用時のスイッチング周期の決定方法を示す。

〈3・1〉各ポート出力電流指令値の決定法 提案回路では、負荷電力および PV 出力電力に応じて、各ポートの出力電流指令値および動作モードを決定する。ここで負荷電力および PV 出力電力は(3)式で表される。

$$P_{out} = P_{PV} + P_{bat} \dots\dots\dots(3)$$

ここで、バッテリー電力  $P_{bat}$  は放電動作の場合は正に、充電動作の場合は負になる。(3)式より、バッテリーの充放電電力は負荷と PV 出力電力の差を補償する形で決定される。しかし、PV の発電電力と負荷の状態によってはバッテリーが過充電になる、もしくは定格以上の充電電流が流れる可能性がある。そのため、バッテリーの充電電流が定格値をこえないようにバッテリー充電電流に制限を設ける必要がある。ここで、バッテリー電流は各ポートの電流指令値および電圧検出値から(4)式で求められる。

$$I_{bat\_ave}^* = (V_{out} I_{out\_ave}^* - V_{PV} I_{MPPT}) / V_{bat} \dots\dots\dots(4)$$

ここで、 $I_{out\_ave}^*$  は出力ポートの電圧制御から得られる負荷電流指令値、 $I_{MPPT}$  は MPPT 制御で決まる PV の出力電流指令値である。バッテリーに定格以上の電流が流れるのを防ぐためには最大バッテリー充電電流  $I_{bat\_max}$  を設ける必要がある。そして、 $I_{bat\_ave}^*$  と  $I_{bat\_max}$  の大小関係に応じて PV 出力電力を直接制御するかバッテリー充電電力を直接制御するかを決定する。以下に各制御の詳細を示す。

(i) PV 出力電力制御 ( $I_{bat\_ave}^* \leq I_{bat\_max}$ ) バッテリー電流指令値が最大バッテリー充電電流よりも小さい場合には負荷電力および PV 出力電力を直接制御する。そのため、各ポートの電流指令値は(5)式で求められる。

$$\begin{cases} I_{PV\_ave}^* = I_{MPPT} \\ I_{bat\_ave}^* = (V_{out} I_{out\_ave}^* - V_{PV} I_{PV\_ave}^*) / V_{bat} \end{cases} \dots\dots\dots(5)$$

ここで、バッテリー充電電流が定格値より低い場合には PV 出力電流指令値には MPPT 制御による指令値を用いるため

Table 2. Voltage condition of the proposed circuit in each mode.

	Operation mode of proposed circuit (Fig.3)		
	(i)	(ii)	(iii)
Mode A ( $I_{out\_ave} > I_{PV\_ave}$ )	$V_{bat} > 0$	$V_{out} > V_{PV} + V_{bat}$	$V_{out} > V_{bat}$
Mode B ( $I_{out\_ave} < I_{PV\_ave}$ )	$V_{PV} > V_{bat}$	$V_{bat} > 0$	$V_{out} > V_{PV} + V_{bat}$

負荷への電力供給と PV の MPPT 制御を両立できる。

(ii) バッテリー充電電力制御 ( $I_{bat\_ave}^* > I_{bat\_max}$ ) バッテリー電流指令値が最大バッテリー充電電流  $I_{bat\_max}$  を上回る場合には負荷とバッテリー充電電力を直接制御する。そして、PV 出力電力は負荷電力とバッテリー最大充電電力の差分で決定される。そのため、各ポートの電流指令値は(6)式で求められる。

$$\begin{cases} I_{PV\_ave}^* = (V_{out} I_{out\_ave}^* - V_{bat} I_{bat\_max}) / V_{PV} \\ I_{bat\_ave}^* = I_{bat\_max} \end{cases} \dots\dots\dots(6)$$

提案回路では、バッテリー充電状態に応じて PV の MPPT 制御とバッテリーの充電電力制御を切り替える。そして、(5)、(6)式に示す PV の平均出力電流と負荷電流平均値を指令値として、各スイッチのデューティ比および PFM 適用時のスイッチング周期を決定する。次節に、デューティ比およびスイッチング周期の導出方法を示す。

#### 〈3・2〉デューティ比とスイッチング周期の導出

(i) Mode A ( $I_{out\_ave} > I_{PV\_ave}$ ) まず、Mode A におけるデューティ比および PFM 適用時のスイッチング周期の決定方法を示す。提案回路では、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。まず、ファラデーの法則より Mode A(i)の期間  $D_1 T_{sw}$ 、Mode A(ii)の期間  $D_2 T_{sw}$  および Mode A(iii)の期間  $D_3 T_{sw}$  のインダクタ電圧と電流の関係は(7)式で表される。

$$\begin{cases} L \frac{dI_L}{dt} = V_{bat} \\ L \frac{dI_L}{dt} = V_{out} - V_{PV} - V_{bat} \\ L \frac{dI_L}{dt} = V_{out} - V_{bat} \end{cases} \dots\dots\dots(7)$$

ここで、 $L$  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。(7)式よりスイッチング時のインダクタ電流値  $I_{pk1}$ 、 $I_{pk2}$  を(8)式に示す。

$$\begin{cases} I_{pk1} = \frac{V_{bat}}{L} D_1 T_{sw} \\ I_{pk1} - I_{pk2} = \frac{V_{out} - V_{PV} - V_{bat}}{L} D_2 T_{sw} \\ I_{pk2} = \frac{V_{out} - V_{bat}}{L} D_3 T_{sw} \end{cases} \dots\dots\dots(8)$$

ここで、 $T_{sw}$  はスイッチング周期、 $D_1$  は Mode A(i)のインダクタにエネルギーを蓄積する期間、 $D_2$  は Mode A(ii)のエネルギーを放電する期間、 $D_3$  は Mode A(iii)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(9)式で求められる。

$$\begin{cases} I_{PV\_ave} = \frac{1}{2}(I_{pk1} + I_{pk2})D_2 \\ I_{out\_ave} = \frac{1}{2}(I_{pk1} + I_{pk2})D_2 + \frac{1}{2}I_{pk2}D_3 \end{cases} \dots\dots\dots(9)$$

ここで、負荷への電力供給および MPPT を実現するため、PV 平均電流と出力ポートの平均電流の指令値をそれぞれ  $I_{PV\_ave}^*$ 、 $I_{out\_ave}^*$  とおくと(8)式と(9)式より各デューティ比( $D_1 \sim D_3$ )は(10)式で求められる。

$$\begin{cases} D_1 = \frac{V_{out} - V_{PV} - V_{bat}}{V_{bat}} D_2 + \frac{V_{out} - V_{bat}}{V_{bat}} D_3 \\ D_2 = \frac{-(V_{out} - V_{bat})D_3}{(V_{out} - V_{PV} - V_{bat})} \left\{ 1 - \sqrt{1 + \frac{I_{PV\_ave}^* (V_{out} - V_{PV} - V_{bat})^2}{(I_{out\_ave}^* - I_{PV\_ave}^*) (V_{out} - V_{bat})^2}} \right\} \\ D_3 = \sqrt{\frac{2L(I_{out\_ave}^* - I_{PV\_ave}^*)}{(V_{out} - V_{bat})T_{sw}}} \end{cases} \dots\dots\dots(10)$$

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。ここで、インダクタ電流の傾きはインダクタの設計時誤差や各部電圧電流の検出誤差などによって変動する。そのため、インダクタ電流の傾きが変化しても電流が CCM にならないように、スイッチング周波数に対して数%程度のゼロ電流期間  $T_4$  を持たせる必要がある。また、PFM を適用し負荷によらず  $T_4$  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向上が期待できる。 $T_4$  を考慮したスイッチング周期とデューティ比の関係は(11)式で表される。

$$T_{sw} = (D_1 + D_2 + D_3)T_{sw} + T_4 \dots\dots\dots(11)$$

(11)式に(10)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(12)式で求められる。

$$\begin{cases} T_{sw} = \frac{L(A_1 + A_2)^2}{A_3} + T_4 + \sqrt{\left\{ \frac{L(A_1 + A_2)^2}{A_3} \right\}^2 + \frac{2L(A_1 + A_2)^2}{A_3}} T_4 \\ A_1 = \frac{V_{PV} V_{bat} (I_{out\_ave}^* - I_{PV\_ave}^*)}{V_{out} - V_{bat}} \\ A_2 = (V_{out} - V_{PV}) \sqrt{(V_{out} - V_{bat}) I_{out\_ave}^* - V_{PV} I_{PV\_ave}^*} \\ A_3 = V_{bat}^2 (V_{out} - V_{PV} - V_{bat})^2 \end{cases} \dots\dots\dots(12)$$

次に、Mode B におけるデューティ比および PFM 適用時のスイッチング周期の決定法を示す。Mode B においても 3・2(i)項と同様の手順でデューティ比を導出する。まず、フレラ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(13)式で表すことができる。

$$\begin{cases} I_{pk1} = \frac{V_{PV} - V_{bat}}{L} D_1 T_{sw} \\ I_{pk1} - I_{pk2} = \frac{V_{bat}}{L} D_2 T_{sw} \\ I_{pk2} = \frac{V_{out} - V_{PV} - V_{bat}}{L} D_3 T_{sw} \end{cases} \dots\dots\dots(13)$$

ここで、 $D_1$  は Mode B(i) の 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 Mode B(ii) の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 B(iii) 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(14)式で求められる。

$$\begin{cases} I_{PV\_ave} = \frac{1}{2} I_{pk1} D_1 + \frac{1}{2} I_{pk2} D_3 \\ I_{out\_ave} = \frac{1}{2} I_{pk2} D_3 \end{cases} \dots\dots\dots(14)$$

(13)式と(14)式より各スイッチングデューティ ( $D_1 \sim D_3$ ) は(15)式で求められる。

$$\begin{cases} D_1 = \sqrt{\frac{2L(I_{PV\_ave}^* - I_{out\_ave}^*)}{(V_{PV} - V_{bat})T_{sw}}} \\ D_2 = \frac{V_{PV} - V_{bat}}{V_{bat}} D_1 + \frac{V_{out} - V_{PV} - V_{bat}}{V_{bat}} D_3 \\ D_3 = \sqrt{\frac{2L I_{out\_ave}^*}{(V_{out} - V_{PV} - V_{bat})T_{sw}}} \end{cases} \dots\dots\dots(15)$$

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・2(i)項と同様に(11)式に(15)式に示したデューティ比を代入することで求められる。

$$\begin{cases} T_{sw} = \frac{L(B_1 + B_2)}{V_{bat}^2} + T_4 + \sqrt{\left\{ \frac{L(B_1 + B_2)}{V_{bat}^2} \right\}^2 + \frac{2L(B_1 + B_2)}{V_{bat}^2}} T_4 \\ B_1 = \frac{V_{PV}^2 (I_{PV\_ave}^* - I_{out\_ave}^*)}{V_{PV} - V_{bat}} + \frac{(V_{out} - V_{PV})^2 I_{out\_ave}^*}{V_{out} - V_{PV} - V_{bat}} \\ B_2 = 2V_{PV} (V_{out} - V_{PV}) \sqrt{\frac{I_{out\_ave}^* (I_{out\_ave}^* - I_{PV\_ave}^*)}{(V_{PV} - V_{bat})(V_{out} - V_{PV} - V_{bat})}} \end{cases} \dots\dots\dots(16)$$

〈3・3〉デッドタイムによる電流誤差補償 図 6 にデッドタイム期間がインダクタ電流に与える影響を示す。デッドタイムが付与されると  $D_1 T_{sw}$  の期間のみがデッドタイム分だけ短縮され、電流平均値が低下する。そのため、 $T_1$  の期間をデッドタイム分だけ増加させることでデッドタイムの影響を相殺する。ここで、 $D_2 T_{sw}$  と  $D_3 T_{sw}$  についてはデッドタイム期間に還流ダイオードを通して自然に切り替わるためデッドタイムによる影響は無い。そのため、デッドタイムを考慮した場合の各デューティ比は(17)式で求められる。

$$\begin{cases} D_1 = D_{1\_ideal} + T_d f_{sw} \\ D_2 = D_{2\_ideal} \\ D_3 = D_{3\_ideal} \end{cases} \dots\dots\dots(17)$$

ここで,  $D_{1\_ideal}$ ,  $D_{2\_ideal}$ ,  $D_{3\_ideal}$  はデッドタイムを考慮せず (10),(15)式により求めたデューティ比である。(17)式より求めたデューティ比を用いることで, デッドタイムによる影響を無視できる。また, 図6から分かるようにゼロ電流期間  $T_4$  はデッドタイム補償による影響を受けない。

〈3・4〉 制御ブロック 図7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, バッテリーの充電状態に応じて負荷電流指令  $I_{out\_ave}^*$  および PV 出力電流指令  $I_{PV\_ave}^*$  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(10), (15)式に示したデューティ決定式に代入してデューティ比を求める。なお, 本論文ではバッテリー出力電圧に対して直接 PI 制御は適用せず, バッテリー充電状態に応じて充放電電流を制御することで, 充電電力の不足によるバッテリー出力電圧の低下を抑制する。

#### 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, Mode A の場合のインダクタンスとスイッチング周期の関係は(12)式より(18)式で求められる。

$$L = \frac{(V_{out} - V_{bat})^2 (T_{sw} - T_4)^2}{2T_{sw} \left\{ \frac{V_{PV}^2 I_{PV\_ave}^*}{(V_{out} - V_{PV} - V_{bat})} + \sqrt{\frac{4\alpha V_{out} (V_{PV} I_{PV\_ave}^*)^2}{(V_{out} - V_{PV} - V_{bat})} + V_{out} I_{PV\_ave}^* \alpha} \right\}}$$

$$\alpha = \frac{V_{out} (V_{out} - V_{bat}) I_{out\_ave}^* - V_{out} V_{PV} I_{PV\_ave}^*}{V_{bat}^2 I_{PV\_ave}^*}$$

(18)

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, Mode B の場合のインダクタンスとスイッチング周期の関係は(16)式より(18)式で求められる。

$$L = \frac{V_{bat}^2 (T_{sw} - T_4)^2}{2T_{sw} (I_{PV\_ave}^* - I_{out\_ave}^*) \left\{ \frac{V_{PV}^2 + (V_{PV} - V_{bat})^2 \beta}{(V_{PV} - V_{bat})} + 2V_{PV} \sqrt{\beta} \right\}}$$

$$\beta = \frac{I_{out\_ave}^* (V_{out} - V_{PV})^2}{(I_{PV\_ave}^* - I_{out\_ave}^*) (V_{out} - V_{PV} - V_{bat}) (V_{PV} - V_{bat})}$$

(19)

ここで,  $\beta$  は式の簡単化のために用いた変数である。(18),(19)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, (18), (19)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。(18), (19)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

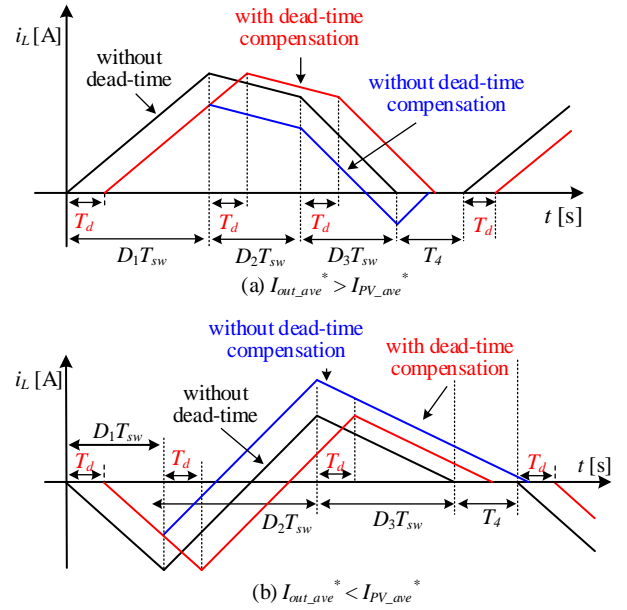


Fig. 6. Inductor current waveform with dead time.

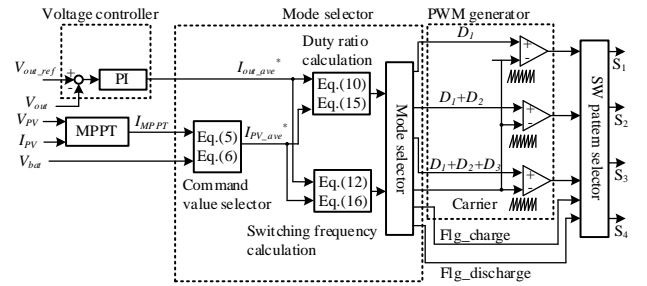


Fig. 7. Control block diagram of FCC with output-port voltage controller.

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〉 インダクタンス電流ピーク値の導出 ここではインダクタ設計のために各モードにおける電流ピーク値を導出する。まず Mode A におけるインダクタ電流ピーク値は(8), (10)式より(20)式で求められる。

$$I_{pk1} = \sqrt{\frac{2T_{sw}}{L} \left\{ (V_{out} - V_{bat}) I_{out\_ave}^* + \left( \frac{V_{PV}^2}{(V_{out} - V_{bat})} - 2V_{PV} \right) I_{PV\_ave}^* \right\}}$$

$$I_{pk2} = \sqrt{\frac{2T_{sw}}{L} (V_{out} - V_{bat}) (I_{out\_ave}^* - I_{PV\_ave}^*)}$$

(20)

同様に, Mode B におけるインダクタ電流ピーク値は(13), (15)式より(21)式で求められる。

$$I_{pk1} = \sqrt{\frac{2T_{sw}}{L} (V_{PV} - V_{bat}) (I_{PV\_ave}^* - I_{out\_ave}^*)}$$

$$I_{pk2} = \sqrt{\frac{2T_{sw}}{L} (V_{out} - V_{PV} - V_{bat}) I_{out\_ave}^*}$$

(21)

ここで, 全動作条件においてインダクタが飽和しないよ

うに(20),(21)式に示した各動作モードにおける電流ピーク値の内, 最大となる条件に合わせてインダクタを設計する。

〈4・3〉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>(21)</sup>によれば, (22)式で求められる。

$$Vol_L = K_V \left( \frac{2W}{K_u B_m J_w} \right)^{\frac{3}{4}} \dots\dots\dots (22)$$

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,  $K_u$  は窓の占積率,  $B_m$  はコアの最大磁束密度,  $J_w$  は巻き線の電流密度である。(22)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 6・3 項にて提案回路に 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 3 にシミュレーション条件を示す。本論文では, PV の定格が 900 W, 負荷の定格が 750 W 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, 出力ポートにインバータを接続することを想定しているため, 出力ポートにはインバータを模擬した電流源負荷を接続した。PV は定電圧源で模擬しており, 簡単化のために MPPT は行わず PV の出力電流指令値は 0 A から 10 A まで変化するランプ信号を与える。

インダクタンスは(18), (19)式を用いて, 定格( $P_{out}=750$  W)でスイッチング周波数が 10 kHz になるように設計した。(18)式よりインダクタンスが 104  $\mu$ H, (19)式よりインダクタンスが 27.7  $\mu$ H の時に定格時のスイッチング周波数が 10 kHz になる。本論文では, 常に 10 kHz 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 27.7  $\mu$ H とした。また, ゼロ電流期間は各ポートの電圧検出誤差を 1%程度許容できるように実験的に 3  $\mu$ s に決定した。

〈5・2〉シミュレーション結果 図 8 にと負荷電力を変動させた際のバッテリー電力, PV 出力電力および負荷電力を示す。0.3 s 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, 0.3 s から 0.5 s までは PV の不足電力をバッテリーから供給している。また, 提案回路は 0.4 s のタイミングで Mode A から Mode B へ遷移している。そして, 0.5 s 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, 1.0 s 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 9 に PV の出力電流指令値を 0 A から 10 A に変化した時の電流平均値と出力ポート電圧を示す。図 9 より, PV

Table 3. Simulation conditions.

Parameter	Symbol	Value
Rating load	$P_{out}$	750 W
Rating PV output power	$P_{PV}$	900 W
Output-port voltage	$V_{out}$	170 V
PV voltage	$V_{PV}$	90 V
Battery voltage	$V_{bat}$	48 V
Maximum battery charge current	$I_{bat\_min}$	-10 A
Maximum battery discharge current	$I_{bat\_max}$	10 A
Boost inductor	$L_1$	27.7 $\mu$ H
Output-port capacitor	$C_{out}$	1300 $\mu$ F
PV-port capacitor	$C_{PV}$	1300 $\mu$ F
Battery-port capacitor	$C_{bat}$	1300 $\mu$ F
Maximum Carrier Frequency	$f_{sw\_limit}$	50 kHz
Zero current interval	$T_A$	3 $\mu$ s
Dead time	$T_d$	0.5 $\mu$ s
PV current command value	$I_{PV\_ref}$	0→10 A(start at 0.3 s)

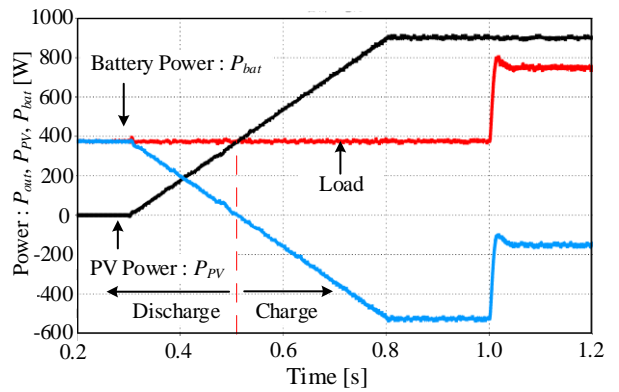


Fig. 8. Battery power, PV power and load.

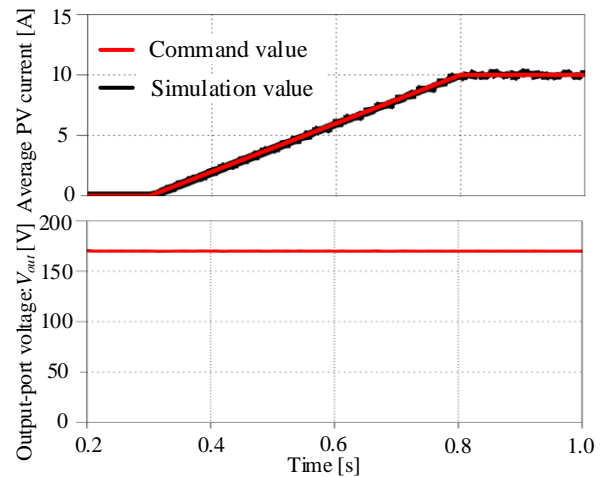


Fig. 9. Average PV current and output-port voltage.

の出力電流は指令値に追従しているため, PV から任意の電流を取り出すことができ, MPPT を実現できることを確認した。また, 出力ポート電圧は 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 10 に負荷電力を 750 W → 150 W → 750 W と変化した際のバッテリー電力, PV 出力電力および負荷電力を示す。

図 10 より, 負荷電力が低下しバッテリーに充電される電力が閾値である 480 W(10 A)以上になった際にバッテリー電力制御状態に移行していること分かる。この時, 負荷電力とバッテリー充電電力は PV から供給されている。また, 負荷電力が 750 W に上昇した場合には PV の発電電力が上昇し, 再び PV 出力電力制御状態に復帰している。以上の結果より, 提案制御は PV 出力電力制御とバッテリー充電電力制御を瞬時に切り替え可能である。

図 11(a)にバッテリー放電時のインダクタ電流波形(図 8 の 0.4 s 時点)を(b)にバッテリー充電時のインダクタ電流波形(図 8 の 1.2 s 時点)を示す。図 11(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  $3 \mu\text{s}$  と一致している。また, 図 11(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  $3 \mu\text{s}$  と一致している。これより, スwitching 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およびスwitching 周期の決定式の妥当性を確認した。

## 6. 実験結果

**〈6・1〉 実験条件** 表 3 に示したシミュレーション条件と同様の条件で実機実験を行う。ここで, バッテリーと PV は電圧源で模擬し, 負荷は電流源で模擬する。なお, 実験の都合によりインダクタはインダクタンスが  $23 \mu\text{H}$  の物を使用する。スswitching 素子(S<sub>1</sub>~S<sub>4</sub>)には Si-MOSFET(IXFN180N15P, IXYS 社製)を使用する。提案するマルチポートコンバータは各ポートに対して半導体スイッチが 2 つ以上直列に接続されるため, 低耐圧なスswitching 素子を適用可能である。また, 電流容量については動作範囲において電流実効値が最大となる条件に対して十分余裕をもって設計する必要がある。本実験では, 最大条件における電流実効値の 6 倍程度の電流容量を持つスswitching 素子を使用する。

**〈6・2〉 実験結果** 図 12 に負荷と PV 出力電力指令を変化させた際の出力ポート電圧, PV 出力電流, PV 出力電流指令値およびインダクタ電流波形を示す。また, PFM による電流ピーク値低減効果を確認するために, 同条件における PWM 動作時の波形を合わせて示す。図 12 より, Mode A および Mode B の双方で, 出力ポート電圧および PV 出力電流が指令値に一致していることが分かる。また, PFM を適用することで PWM 動作時と比較して電流ピーク値を(a)で 43%, (b)で 51%, (c)で 40%, (d)で 5%低減できている。(d)の条件では PFM 適用時のスswitching 周波数は 11 kHz であり, PWM 動作時のスswitching 周波数 10 kHz に条件が近づくため電流ピーク値は同程度となる。また, インダクタ電流のゼロ電流期間は設定値である  $3 \mu\text{s}$  よりも短くなっている。これは, インダクタンスの変化や電圧の検出誤差などにより, 実際のインダクタ電流の傾きがデューティ比の計算条件と異なることが原因であると考えられる。そのため, インダクタンスに誤差が生じた場合でも DCM になるように, ゼロ電流期間をある程度長く設定する必要がある。

図 13 に PV 電力が 900 W 一定の条件において, 負荷電力

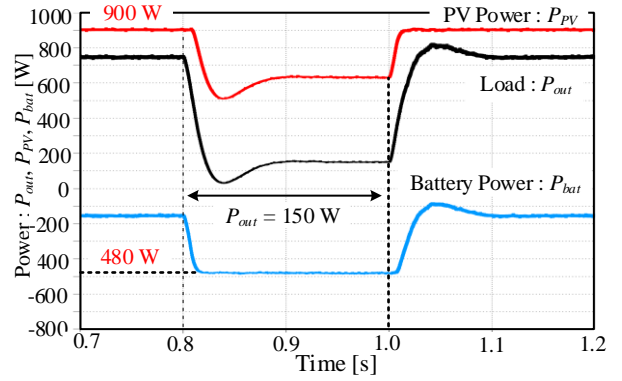
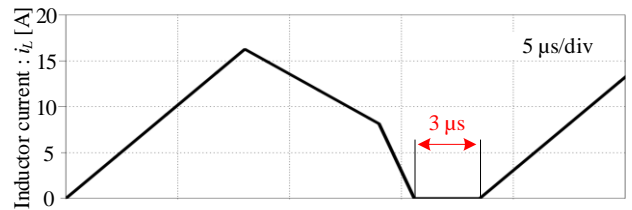
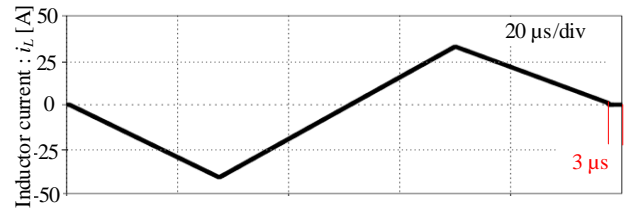


Fig. 10. Step response in load change to 0.2p.u. from 1.0p.u. and to 1.0p.u. from 0.2p.u.



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



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

Fig. 11. Inductor current waveform.

を 750 W から 375 W に変動させた際の出力ポート電圧, PV 出力電流およびインダクタ電流波形を示す。図 13 より, 負荷変動が生じると出力ポート電圧がわずかに上昇するが 20 ms 程度で定常状態に復帰している。また, 負荷変動が生じた場合でも PV 出力電流は変化せず一定値に制御できていることが分かる。

図 14 に負荷電力が 750 W 一定の条件において, PV 出力電力を 450 W から 900 W に変化させた際の出力ポート電圧, PV 出力電流およびインダクタ電流波形を示す。図 14 より, 指令値の変化に伴って動作モードが切り替わり, PV の出力電流が指令値に追従していることが分かる。また, PV 出力電力が変化した場合でも, 出力ポート電圧は変化せず一定に制御できている。以上のことから, 提案する制御法は出力ポート電圧と PV 出力電流を独立して制御できるため, 負荷変動補償と PV の MPPT 制御を両立することが可能である。

図 15 に負荷電力が 170 W 一定の条件において, PV 出力電力を 360 W から 900 W に変化させた際の出力ポート電圧, PV 出力電流およびバッテリー出力電流を示す。図 15 より, バッテリーの充電電流が増加し最大充電電流値である -10 A に到達すると PV 出力電流が低下し, バッテリー出力電流が



-10 A 一定に制御されていることが分かる。

図 16 に負荷電力が 170 W 一定の条件において, PV 出力電力を 900 W から 360 W に変化させた際の出力ポート電圧, PV 出力電流およびバッテリー出力電流を示す。図 16 より, PV の出力電流が低下しバッテリーに充電される電流が 10 A 以下になると, PV の出力電流を直接制御できる。そのため, PV の出力電流は電流指令値に基づいて出力されていることが分かる。図 15, 16 より提案回路は, PV 出力電力を直接制御する状態とバッテリー充電電力を直接制御する状態を切り替え可能である。

図 17(a)に Mode A における効率特性を, (b)に Mode B における効率特性を示す。ここでは, 負荷に対してバッテリーと PV からそれぞれ供給する電力を変化させて効率特性を取得した。図 17(a),(b)より提案回路は, 全動作範囲において効率 95.9%以上であり最大で定格負荷時に効率 98.6%を達成している。図 17(a)より, Mode A では PV から供給する電力が増加するほど効率が上昇する。これは, 図 11(a),(b)から分かるように PV から供給する電力が増加するほどインダクタ電流のピーク値が低下し, 導通損失を低減できるためである。図 17(b)より, Mode B では PV から供給する電力が増加するほど効率が低下する。この条件では, Mode B(i)の期間において PV の出力電力を一度バッテリーに充電してから, Mode B(iii)の期間で PV とバッテリーから負荷に電力を供給する。そのため, PV から供給する電力が増加するほどバッテリーが 1 スwitching 周期中に充放電する電力が増加するため効率が低下する。

図 18 に, 定格負荷に対して全ての電力をバッテリーから供給する場合と, PV から供給する場合の 2 条件における PFM 適用時および PWM(10 kHz)適用時の効率特性を示す。図 18 より, Mode A において PFM を適用することで損失を 36.9% 低減できる。ここで, 軽負荷において PFM 適用時に効率が低下しているのは, スwitching 周波数の上昇に伴うス switching 損失の増加が原因であると考えられる。また, 全電力を PV から供給する条件では PFM 適用による損失低減効果はほとんど見られない。これは, 本条件における PFM 適用時のス switching 周波数が 11 kHz であり PWM 適用時と同程度の周波数で駆動しているためである。

〈6・3〉 インダクタ体積の評価 本節では, 従来回路に CCM と DCM をそれぞれ適用し PWM 駆動した場合のインダクタ体積と, 提案回路に PWM と PFM をそれぞれ適用した際のインダクタ体積を Area product を元に比較する。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。

図 19 に従来回路を CCM と DCM で動作させた場合, および提案回路に PWM と PFM をそれぞれ適用した場合のインダクタ体積を示す。ここで, 本評価では従来回路(CCM 動作)のインダクタ体積を 100%としている。また, 従来回路のインダクタ体積は PV 側とバッテリー側の 2 つの昇圧インダクタ体積の合計値とした。従来回路(CCM 動作)のインダク

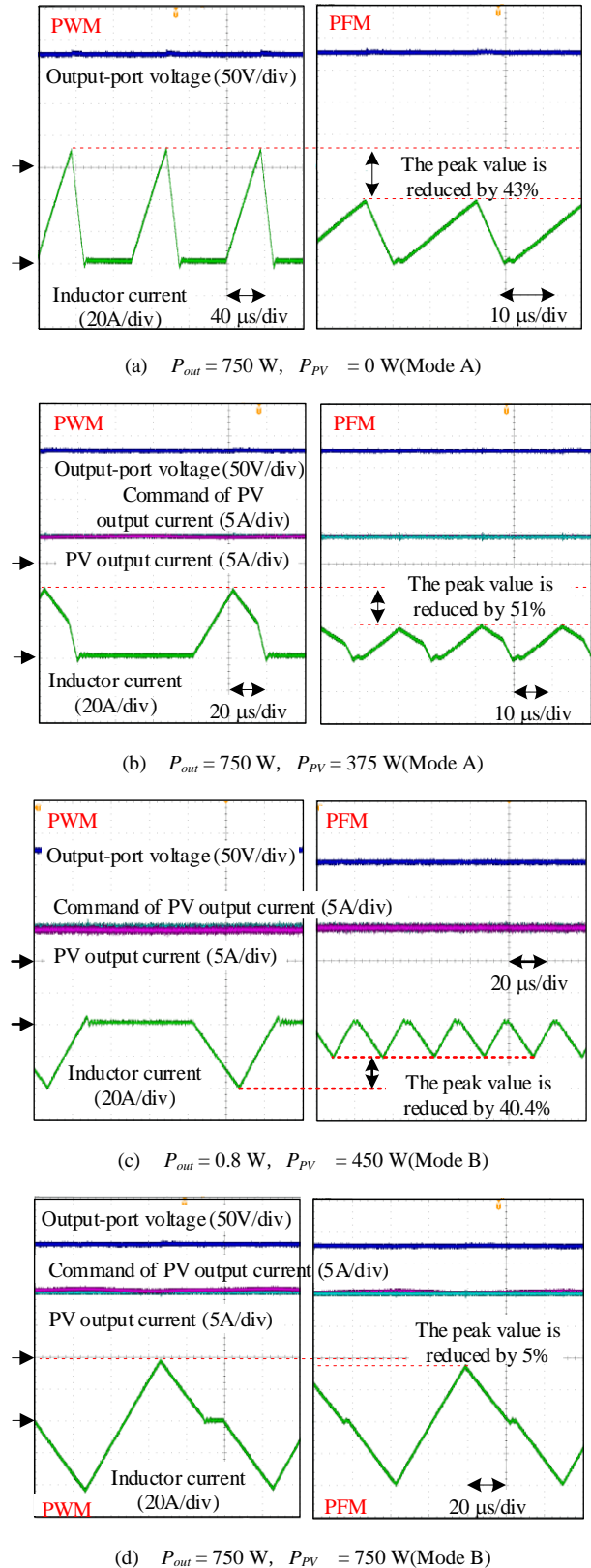


Fig. 12. Inductor current, PV output current and output-port voltage waveform in each mode.

タンスはインダクタ電流のリプル率を 30 %として計算した。加えて, 従来回路(DCM 動作)と提案回路(PWM)は共に, 表 3 に示す条件において 10 kHz で PWM 駆動した結果を示

している。なお、電流ピーク値は最大となる負荷および PV 出力電力の条件で検討している。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( $L=27.7 \mu\text{H}$ )から算出している。Area product に基づけば体積は 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。図 19 より、提案回路に PFM を適用することでインダクタを 2 つ使用した従来回路(CCM 動作)と比較して、インダクタ体積を 85.5%低減できることが予想される。また、PFM を適用することで図 11 に示すようにバッテリー放電時の電流ピーク値を低減できるため、PWM 方式よりもインダクタを小型化できる。

## 7. 結論

本論文では、BMS 向けマルチポートコンバータの小型化を目的に、FCC を応用したマルチポートコンバータを提案した。提案回路は電力変換に必要なインダクタを共通化でき、DCM を適用することでインダクタを小型化している。また、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。次に、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および、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、シミュレーションおよび実機実験により導出したデューティ比の妥当性および、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。実機実験より提案回路は全動作範囲において効率 95.9%以上であり、最大で定格負荷時に効率 98.6%を達成した。加えて、Area product に基づいた計算により昇圧インダクタの体積を評価し、2 つ必要とする従来回路を CCM 動作させた場合と比較して、提案回路はインダクタ体積を 85.5%低減可能であることを示した。

## 文 献

- (1) D. Teruya, S. Masukawa, S. Iida : "Inverter for Interchangeable Use as Current Source Inverter and Voltage Source Inverter for Interconnecting to Grid", IEEJ, Journal Industry Applications, Vol. 131, No. 11, pp. 1324-1330 (2011) (in Japanese)  
照屋, 柁川, 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) T. Umeda, Y. Noro : "Supply electric analysis of stand-alone PV system at the time of disaster", Annual Meeting of the Institute of Electrical Engineers of Japan, Vol. 6, No. 195, pp. 319-320 (2016) (in Japanese)  
梅田, 野呂 : 「災害時における独立型 PV の供給電力量分析」, 平成 28 年電気学会全国大会, Vol. 6, No. 195, pp. 319-320(2016)
- (3) K. Ide, K. Nakatsu, S. Tanaka, T. Kumazaki : "A system Concept of Direct Electric Power Transfer from DC Power Generator by Renewable Power System to Self-battery Charging-type Electric Movers", IEEJ, Journal Industry Applications, Vol. 140, No. 4, pp. 289-294 (2020) (in Japanese)  
井出, 中津, 田中, 熊崎 : 「再生可能エネルギーによる DC 発電と急速充電機能を内蔵する電動車を連携させるシステムコンセプトの提案」, 電学論 D, Vol. 140, No. 4, pp. 289-294 (2020)
- (4) Y. Mizuno, T. Baba, Y. Tanaka, F. Kurokawa, M. Tanaka, I. Colak, N. 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)

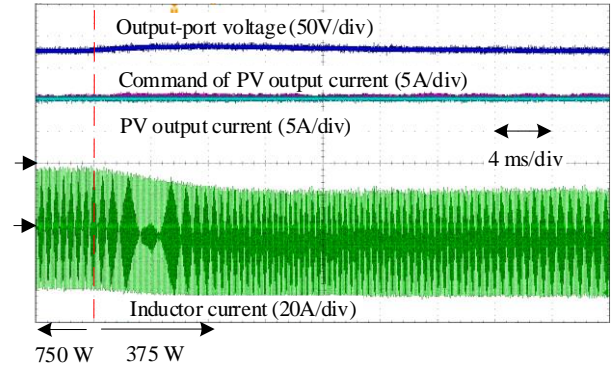


Fig. 13. Step response in load change to 375 W from 750 W ( $P_{PV} = 900 \text{ W}$ ).

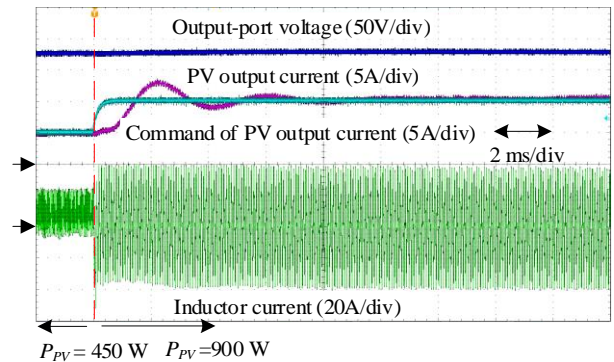


Fig. 14. Transient characteristics when PV output power is changed to 900 W from 450 W ( $P_{out} = 750 \text{ W}$ ).

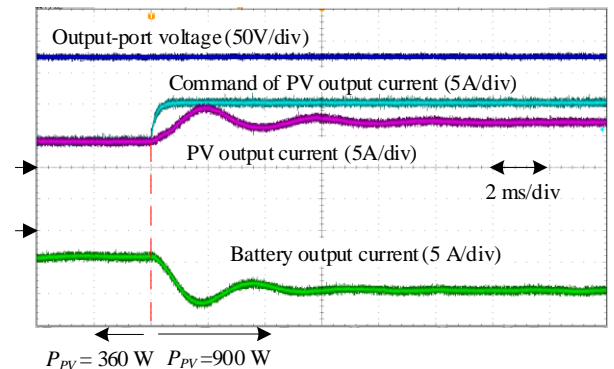


Fig. 15. Transient characteristics when PV output power is changed to 900 W from 360 W ( $P_{out} = 170 \text{ W}$ ).

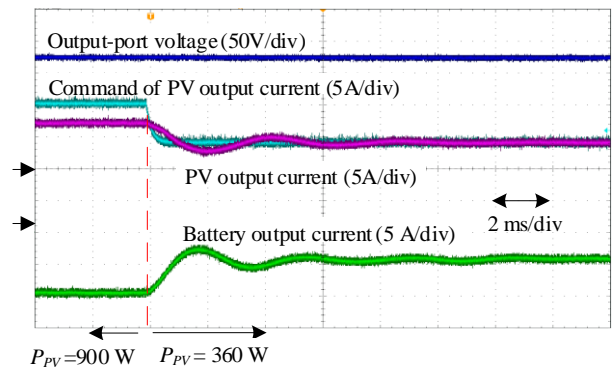


Fig. 16. Transient characteristics when PV output power is changed to 360 W from 900 W ( $P_{out} = 170 \text{ W}$ ).

- (5) A. Yona, K. Uchida, T. Senjyu, T. Funabashi : "Optimal Planning Strategy for Large PV/Battery System Based on Long-Term Insolation Forecasting", 2011 IEEJ transactions on Electronics, Information and Systems, vol. 131, pp. 1665-1671 (2011) (in Japanese)  
 奥那, 内田, 千住, 舟橋 : 「長時間先日射量予測による大規模太陽光発電設備の最適運用計画」, 電学論 D, Vol. 131, No.10, pp. 1665-1671 (2011)
- (6) H. Endo, Y. Yoshioka, K. Inoue, T. Kato : "Grid Connection Point Power Factor Control based on the Level of Reverse Power Flow with a PV and Battery Power Conditioner" IEEJ Transactions on Industry Applications, vol. 139, pp. 51-59 (2019) (in Japanese)  
 遠藤, 吉岡, 井上, 加藤 : 「蓄電池併設型太陽光発電用パワーコンディショナにおける受電点の潮流に応じた力率制御に関する研究」, 電学論 D, Vol. 139, No.1, pp. 51-59 (2019)
- (7) 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, (2014)
- (8) 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)
- (9) 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)
- (10) K. Tomas-Manez, A. Anthon, Z. Zhang, Z. Ouyang and T. Franke : "High efficiency non-isolated three port DC-DC converter for PVbattery systems," 2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia), pp.1806-1812 (2016)
- (11) P. Prabhakaran and V. Agarwal, "Novel four-port DC-DC converter for interfacing solar PV- fuel cell hybrid sources with low-voltage bipolar DC microgrids," IEEE JESTPE, vol. 8, no. 2, pp. 1330-1340, Jun. 2018.
- (12) 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)
- (13) H. Wu, K. Sun, S. Ding, and Y. Xing, "Topology derivation of nonisolated three-port DC-DC converters from DIC and DOC," IEEE Trans. Power Electron., vol. 28, no. 7, pp. 3297-3307, Jul. 2013.
- (14) A. I. S. Senthilkumar, D. Biswas, and M. Kaliamoorthy, "Dynamic power management system employing a single-stage power converter for standalone solar PV applications," IEEE Trans. Power Electron., vol. 33, no. 12, pp. 10352-10362, Dec. 2018.
- (15) K. Matura, J. Itoh : "A Loss Analysis of a 3-Level switched capacitor DC-DC Converter", IEEJ, SPC-11-098, PSE-11-061, PE11-044 (2011) (in Japanese)  
 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 沖縄, SPC-11-098, PSE-11-061, PE11-044 (2011)
- (16) M. Mitsuru, S. Nagai, K. Kusaka, J. Itoh, T. nakanishi, K. Kobayashi : "Experimental Verification of Battery Management system with Flying Capacitor Converter Operated in Discontinuous Current Mode", IEEJ, SPC-19-102, PSE-19-053, PE-19-042 (2019) (in Japanese)  
 宮下, 永井, 日下, 伊東, 中西, 小林 : 「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)
- (17) T. Shioi, M. Mitsuru, S. Nagai, K. Kusaka, J. Itoh, T. nakanishi, K. Kobayashi : "Improving Efficiency of FCC-type Multiport Converters by Pulse Frequency Modulation", JHES2019 (2019) (in Japanese)  
 塩井, 宮下, 永井, 日下, 伊東, 中西, 小林 : 「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)
- (18) T. Shioi, M. Mitsuru, S. Nagai, K. Kusaka, J. Itoh, T. nakanishi, K. Kobayashi : "Load Fluctuation Compensation of Multi-port Converter based on Flying Capacitor Topology for Battery Management System", IEEJ, SPC-20-058, PSE-20-009, PE-20-004 (2020) (in Japanese)  
 塩井, 宮下, 永井, 日下, 伊東, 中西, 小林 : 「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」, SPC-20-058, PSE-20-009, PE-20-004 (2020)

(19) J. Itoh, K. Matsuura, K. Orikawa : "Reduction of a Boost Inductance using a

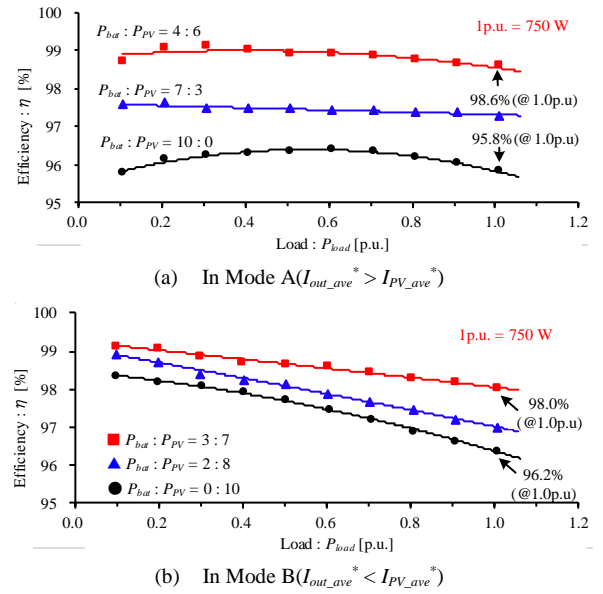


Fig. 17. Efficiency characteristics in each mode.

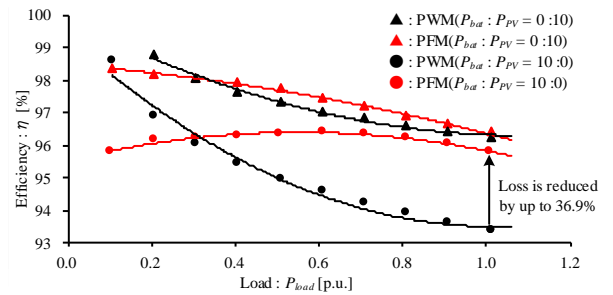


Fig.18. Comparison of efficiency characteristics between PFM and PWM.

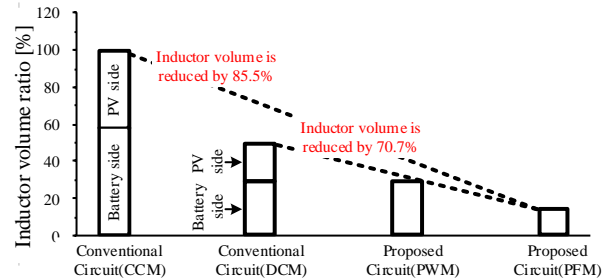


Fig.19. Inductor volume ratio compare to conventional circuit.

- Switched Capacitor DC-DC Converter", ICPE 2011 - ECCE Asia, pp. 1315-1322 (2011)
- (20) J. Zhang, J. Sh. Lai, R. Y. Kim, and W. Yu, "High-Power Density Design of a Soft-Switching High-Power Bidirectional dc-dc Converter", IEEE Trans. Power Electron., vol. 22, no. 4, pp. 1145-1153, Jul. 2007.
- (21) Wm. T. Mclyman: "Transformer and inductor design handbook", Marcel Deller Inc. (2004)

塩井太介 (学生員) 1998 年 2 月 1 日生。2020 年 3 月長岡技術科学大学卒業。同年 4 月, 同大学大学院研究科修士課程に進学。現在に至る。



中西俊貴 (正員) 2014 年 3 月, 長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程修了。同年 4 月, 同大学大学院博士後期課程エネルギー・環境工学専攻入学。2017 年 3 月, 同大学大学院博士課程単位取得満期退学。同年 4 月, ㈱三英社製作所に入社。電力変換技術を応用した配電機器, 独立型電源の設計・開発に従事。博士 (工学) (長岡技術科学大学)。IEEE member。



宮下充 (正員) 1995 年 5 月 16 日生まれ。2018 年 3 月, 東京都立産業技術高等専門学校創造工学専攻電気電子工学コース卒業。同年 4 月, 長岡技術科学大学工学研究科修士課程電気電子情報工学専攻入学。2020 年 3 月, 長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程電気電子情報工学専攻修了。同年 4 月, サンケン電気(株)入社。主に電力変換器に関する研究開発に従事。



小林和博 (正員) 1995 年 3 月北海道工業大学 (現・北海道科学大学) 大学院工学研究科修士課程電気工学専攻修了。同年 4 月, ㈱三英社製作所に入社。配電自動化機器の設計・開発に従事。



渡辺大貴 (正員) 1989 年 11 月 23 日生。2013 年 3 月長岡技術科学大学電気電子情報工学課程卒業。同年 4 月, 同大学大学院研究科修士課程に進学。2017 年 9 月から 2018 年 2 月まで Swiss Federal Institute of Technology in Lausanne(EPFL) に Trainee として所属。2018 年 3 月, 長岡技術科学大学大学院工学研究科博士後期課程修了。博士(工学)。同年 4 月より長岡技術科学大学産学官連携研究員。主に電力変換器の高パワー密度化に関する研究に従事。



日下佳祐 (正員) 1989 年 2 月 3 日生。2013 年 3 月, 長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程修了。同年 4 月, 同大学大学院博士後期課程エネルギー・環境工学専攻入学。2015 年 12 月から 2016 年 6 月まで Swiss Federal Institute of Technology in Lausanne(EPFL) に Trainee として所属。同年 3 月, 長岡技術科学大学大学院博士後期課程修了。博士 (工学)。2016 年 4 月より長岡技術科学大学 産学官連携研究員。2018 年 4 月より同大学電気系助教授。現在に至る。主に非接触給電システム, 太陽光発電向け電力変換回路の研究に従事。IEEE member, 自動車技術会会員。



伊東淳一 (上級会員) 1972 年 1 月 6 日生。1996 年 3 月, 長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程修了。同年 4 月, 富士電機 (株) 入社。2004 年 4 月, 長岡技術科学大学電気系准教授。2017 年 4 月, 同大学電気系教授。現在に至る。主に電力変換回路, 電動機制御の研究に従事。博士 (工学) (長岡技術科学大学)。2007 年第 63 回電気学術振興賞進歩賞受賞。2010 年 Takahashi Isao Award (IPEC Sapporo), 第 58 回電気科学技術奨励賞, 2012 年インテリジェントコスモス奨励賞, 2014 年, 2016 年電気学会産業応用部門論文賞, 2017 年文部科学大臣表彰・科学技術賞(開発部門), 2018 年第 4 回永守賞, 受賞。IEEE Senior member, 自動車技術会会員。

