

アクティブパワーデカップリングを有する PV とバッテリーからなる単相連系用電力変換回路

石山 柊斗* 日下 佳祐 芳賀 仁 (長岡技術科学大学)

Power Converter for Single-phase Interconnection Consisting of PV and Battery With Active Power Decoupling

Shuto Ishiyama*, Keisuke Kusaka, and Hitoshi Haga (Nagaoka University Technology)

Photovoltaic power generation uses a battery to compensate for the output. It is necessary to prepare inductors for each PV and battery. In addition, electrolytic capacitors are used to compensate for the pulsation that occurs when linking to a single-phase system. These have the disadvantage of increasing the size of the entire system. In this paper, we propose a circuit configuration using one method of PV / battery integrated multi-converter and active power decoupling method (APD). By applying the current discontinuity mode, the PV and the battery inductor are shared by one. The basic operation was confirmed by performing duty calculation and APD control at the same time.

キーワード : マルチコンバータ, 電流不連続モード, アクティブパワーデカップリング, 電解コンデンサレス
Keywords : Multi Converter, Discontinuous Current Mode, Active Power Decoupling, Electrolytic Capacitor-less

1. はじめに

近年, 太陽光発電(PV)を災害時などの非常用電源として活用するために, バッテリーと併用してシステムを構築することが検討されている。図1にPVとバッテリーを持つ一般的な電力変換器の構成を示す。PVとバッテリーそれぞれにDC-DCコンバータを用いて直流リンクに接続されている。チョップを構成するインダクタは重量が大きいことからシステム全体の重量化と大型化が問題となる。さらに, PVの直流電力を単相交流電源に連系あるいは単相負荷へ供給する際, 電源周波数の2倍の周波数成分をもつ電力脈動がPVパネルに生じる。MPPTの観点より, PVから取り出す電力は電源周期レベルで一定であることが望ましい。この電力脈動を抑制するために一般には大容量の電解コンデンサを用いている。しかし, 電解コンデンサは大型で寿命が短い課題があり, システムの大型化やメンテナンスの高頻度化が懸念されている。

そこで本稿では, PVとバッテリーをもつ電力変換回路の小型化を目的に, 電力変換器を構成するインダクタの共通化が可能なマルチコンバータ及びアクティブパワーデカップリング法(APD)を用いた回路構成を提案する。提案回路は, フライイングキャパシタコンバータ(FCC)の回路構成を応用することで, 電力変換に必要なインダクタを共通化でき, ま

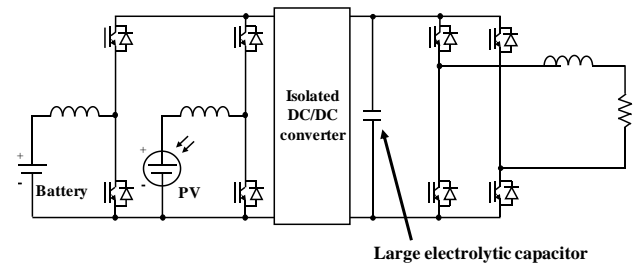


Fig. 1. Conventional circuit.

た, 電流不連続モード(DCM)を採用することでインダクタを小型化できる^[1]。さらに, 小容量のフィルムキャパシタで単相電力脈動補償ができ, 従来のAPD法と比べて回路素子の低減も期待される^[2]。本稿では, 提案回路の制御方法を検討してシミュレーションにより基本動作を検証したので報告する。

2. 提案システム

〈2・1〉 回路構成

図2に提案する回路構成を示す。提案回路はインバータにAPD及びマルチコンバータの機能を持つ回路を付加した3レグからなる回路構成となり, 昇圧機能を有する。レグ1にはFCCを基本とした回路構成を取り入れ, FCCの入力部にバッテリーを, フライイングキャパシタ部にPVを接続することを想定している。これをDCM

で動作させることで、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できる。

また、従来回路ではPV・バッテリーと単相交流それぞれを接地するために絶縁トランスが必要である。しかしながら、提案回路は共通レグを用いた3レグ構成であり、バッテリーの端子と交流出力端子の一端を共通にして接地できるため、バッテリーに対し絶縁用のトランスが不要である。ここで、各レグと並列に繋ぐキャパシタ C_{buf} は小容量のフィルムコンデンサを想定しており、APD法により電力脈動を吸収させる。

〈2・2〉 動作方法 図3に提案回路の動作モードをしめす。図3に示す i_{dc} に流れる電流の平均値 $I_{dc,ave}$ 及びPVから流れる出力電流の平均値 $I_{pv,ave}$ の大小関係によって Mode I と Mode II の2つの動作モードを選択する^[3]。これをレグ1の4つのスイッチに加え、レグ2の2つのスイッチにデューティを与え、回路のパワーフローに応じて3つの電流経路パターンを繰り返す。加えて、DCMで動作させるためにレグ1すべてのスイッチをオフにするゼロ電流期間を設ける。以下に各モードについて示す。

(1) Mode I 図3(a)の動作である Mode Iは、図4(a)に示すような入力電流波形及びPV出力電流波形を想定する。Mode I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に放電動作を行う。はじめに Mode I(i)の期間にバッテリーからインダクタにエネルギーを蓄積する。次に Mode I(ii)の期間にバッテリーとPVからインバータ側へ電力を供給する。最後に Mode I(iii)の期間にバッテリー単体からインバータ側へ電力を供給し、その後レグ1すべてのスイッチをオフにしてゼロ電流期間とする。

(2) Mode II 図3(b)の動作である Mode IIは、図4(b)に示すような入力電流波形及びPV出力電流波形を想定する。Mode II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。はじめに Mode II(i)の期間にPVの出力電力をバッテリーに充電する次に Mode II(ii)の期間にバッテリーからインダクタへエネルギーを蓄積する。最後に、Mode II(iii)の期間にPVとバッテリーから負荷へ電力を供給し、ゼロ電流

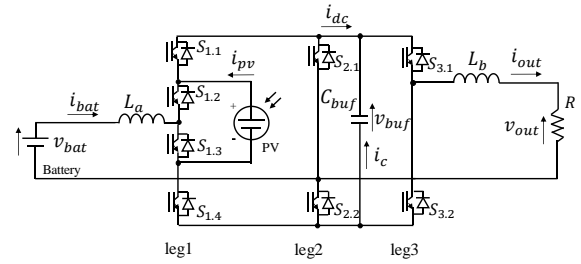


Fig. 2. Proposed circuit.

期間を設ける。各モードの切替は、 i_{pv} 及び i_{dc} の平均値の関係より、(1)式に示す電流条件下で Mode I となり、バッテリーとPVから同時に負荷に電力供給を行い、また、(2)式に示す電流条件下で Mode II となり、PVからバッテリーへ充電するモード選択がなされる。シミュレーションでは、途中でPV電流の指令値を与えることで、各モード動作を確認する。

$$I_{pv,ave} \leq I_{dc,ave} \dots\dots\dots (1)$$

$$I_{pv,ave} > I_{dc,ave} \dots\dots\dots (2)$$

〈2・3〉 デューティ比の導出 各モードでのデューティ

比のスイッチング周期の決定法について示す。Mode I 動作である図3(a)の各電流経路において、インダクタ電圧と電流の関係は、ファラデーの法則により(3)式で表される。

$$\begin{cases} L \frac{dI_L}{dt} = V_{bat} \\ L \frac{dI_L}{dt} = -V_{bat} - V_{pv} + V_{buf} \dots\dots\dots (3) \\ L \frac{dI_L}{dt} = -V_{bat} + V_{buf} \end{cases}$$

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。(3)式より、各モードにおけるインダクタのピーク電流を(4)式に示す。

$$\begin{cases} I_{pk1} = \frac{V_{bat}}{L} D_1 T_{sw} \\ I_{pk1} - I_{pk2} = \frac{-V_{bat} - V_{pv} + V_{buf}}{L} D_2 T_{sw} \dots\dots\dots (4) \\ I_{pk2} = \frac{-V_{in} + V_{dc}}{L} D_3 T_{sw} \end{cases}$$

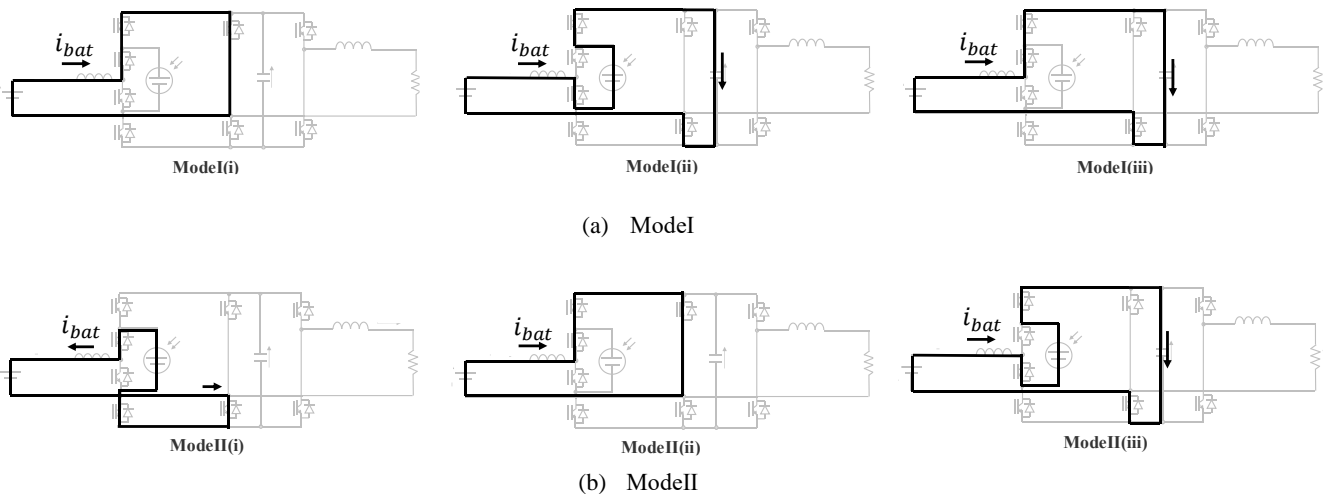


Fig. 3. Operation mode of proposed circuit.

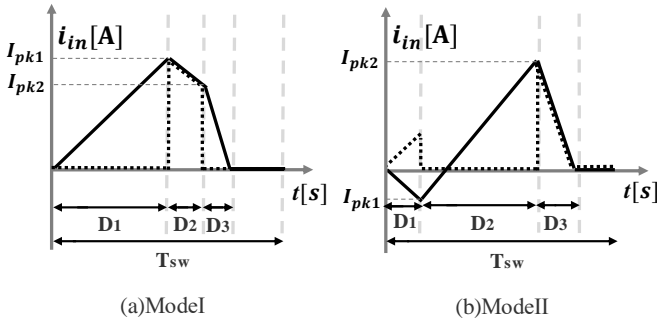


Fig. 4. Current waveform in Mode I and II.

ここで T_{sw} はスイッチング周期, $D_1 \sim D_3$ は Mode I(i)~(iii)での期間のデューティ比である。PV の平均電流及び i_{dc} の平均電流は図 4(a)でのピーク電流と導通期間から面積を計算する。

$$\begin{cases} I_{pv,ave} = \frac{1}{2}(I_{pk1} + I_{pk2})D_2 \\ I_{dc,ave} = \frac{1}{2}(I_{pk1} + I_{pk2})D_2 + \frac{1}{2}I_{pk2}D_3 \end{cases} \quad \dots\dots(5)$$

(4),(5)式より, 各デューティ比は(6)式で求められる。(6)式は Model時にレグ 1,2 へ与えるデューティとなる。

$$\begin{cases} D_1 = \frac{-V_{bat} - V_{pv} + V_{buf}}{V_{bat}} D_2 + \frac{-V_{bat} + V_{buf}}{V_{bat}} D_3 \\ D_2 = \frac{(V_{bat} - V_{buf})D_3}{-V_{bat} - V_{pv} + V_{buf}} + \frac{\sqrt{(V_{buf} - V_{bat})^2 D_3^2 + \frac{2L}{T_{sw}} I_{pv,ave} (-V_{bat} - V_{pv} + V_{buf})}}{-V_{bat} - V_{pv} + V_{buf}} \\ D_3 = \frac{2L(I_{pv,ave} + I_{dc,ave})}{\sqrt{(-V_{bat} - V_{pv} + V_{buf})T_{sw}}} \end{cases} \quad \dots\dots(6)$$

また, Mode II 動作である図 4(b)の各電流経路においても, 同様の計算の流れにより, (7)式に示すデューティ比が求められる。(7)式は Mode II 時にレグ 1,2 へ与えるデューティとなる。

$$\begin{cases} D_1 = \frac{L(I_{pv,ave} - I_{dc,ave})}{\sqrt{(-V_{bat} + V_{pv} - V_{buf})T_{sw}}} \\ D_2 = \frac{-V_{bat} + V_{pv} - V_{buf}}{V_{in}} D_1 + \frac{-V_{bat} - V_{pv} + V_{buf}}{V_{in}} D_3 \\ D_3 = \frac{2L(I_{pv,ave} + I_{dc,ave})}{\sqrt{(-V_{bat} - V_{pv} + V_{buf})T_{sw}}} \end{cases} \quad \dots\dots(7)$$

(6),(7)式のデューティは(8)式のように各スイッチへ与える。

〈2・4〉 制御法

提案回路は入力直流電源から, 3レグ構成をもつ電力変換回路を通じて単相交流を出力する。ここで, レグ 1 ではインダクタ共通化のためのスイッチングと同時にコンデンサの電圧制御を行う。レグ 2, 3 はインバータとして動作するが, 提案回路はレグ 2 のスイッチのオン・オフ状態を考慮し電流経路を決定する必要があるため, レグ 2 には図 3 に示す各電流経路となるようデューティ

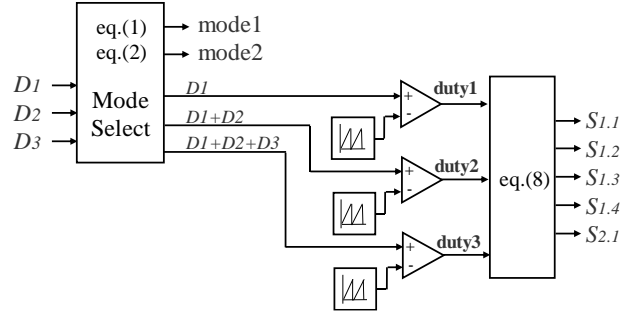
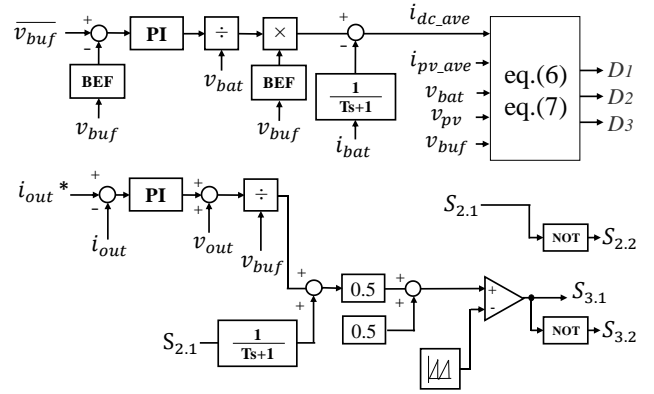


Fig. 5. Control diagram.

$$\begin{cases} S_{1.1} = ((duty3 \cdot mode1) + (\overline{duty2} \cdot mode2)) \cdot duty3 \\ S_{1.2} = ((\overline{duty2} \cdot mode1) + (duty1 \cdot mode1) + (duty2 \cdot mode2)) \cdot duty3 \\ S_{1.3} = ((\overline{duty1} \cdot duty2 \cdot mode1) + (\overline{duty2} \cdot mode2)) \cdot duty3 \\ S_{1.4} = ((\overline{duty3} \cdot mode1) + (duty1 \cdot mode2)) \cdot duty3 \\ S_{2.1} = ((\overline{duty1} \cdot duty2 \cdot mode2) + (\overline{duty2} \cdot mode1)) \cdot duty3 \end{cases} \quad \dots\dots(8)$$

ィを与える。直流入力電流に現れる脈動成分の吸収は提案する電圧補償法と電流補償法により行う。脈動を吸収するためのキャパシタが充放電する電力 P_{buf} は交流周波数の 2 倍となる。この大きさは(9)式の右辺第 2 項として示される。

$$P_{out} = \frac{V_{out} I_{out}}{2} \{1 - \cos(2\omega t)\} \dots\dots(9)$$

図 5 に提案する制御回路ブロック図を示す。小容量のフィルムコンデンサで脈動を吸収するため, 検出した v_{buf} は帯域除去フィルタ(BEF)により 2 倍周波数を除去して制御することで直流成分のみを制御する。なお, インバータ側の過変調を防ぐため, C_{buf} の平均電圧 $\overline{v_{buf}}$ は高く設定する必要がある。 $\overline{v_{buf}}$ のフィードバック制御はレグ 1 により行い, その後の電流制御は, 式(10)に示す入力電力 $P_{in} = V_{bat} \cdot i_{bat}$ とキャパ

$$V_{bat} \cdot i_{bat} = V_{buf} \cdot i_c \dots\dots(10)$$

シタ部の電力 $P_{buf} = V_{buf} \cdot i_c$ の等価関係より, 図 5 の制御ブロックの上段に示すように AVR の出力 (C_{buf} に流す電流指令

i_c^*) から ACR の入力 (L_a に流す電流指令 i_{bat}^*) の間に換算を行う。これより、本来は C_{buf} に流れ込む電流 i_c の制御となるが、本回路では入力側インダクタ L_a に流れる電流 i_{bat} を制御することで間接的に電圧を制御する。この操作により、APD 回路として補償インダクタを追加する必要がなく、素子数の削減を図ることができる。

また、インバータ制御を行うレグ 3 には PWM より正弦波の操作量を与えるが、対してレグ 2 の操作量は(8)式に示すデューティを与える。そこで制御の干渉を防ぐためにレグ 3 の操作量にレグ 2 の操作量を加算する。

3. シミュレーション結果

表 1 にシミュレーション条件を示す。本論文では出力定格 500W とした。また、系統連系は行わずに、連系インダクタと抵抗負荷 20Ω にてシミュレーションを行い評価した。脈動補償を行うコンデンサはフィルムコンデンサを想定し 100μF とした。

図 5 に各動作波形を示す。図 5(a),(b) に各モードでのバッテリー電流及び PV 電流を示しているが、レグ 1 にデューティを与えたことで、図 3 に示した動作法での電流不連続モードが確認できる。図 5(c) にはモード切替が起こる前後でのバッテリー電流及び PV 電流の平均値を示しているが、APD 回路により 2 倍周波数で現れる脈動を低減できている。これは図 5(d) に示すコンデンサ電圧が平均値 300V に安定し、2 倍周波数である 100Hz を含みながら制御されていることで、脈動補償がされている。また、出力電流はひずみのない交流波形がみられる。よって、提案した電流経路で各モードが良好に動作したことが確認された。また、単相電力脈動補償により脈動成分が良好に補償されていることが確認できる。

4. おわりに

本稿では、バッテリーと PV をもつ単相連系用電力変換器の回路構成を提案した。提案回路は APD の機能をもちインダクタ数を削減できる特長がある。シミュレーションにより、各電流経路のモード動作を確認し、2 倍周波数である脈動の補償を確認した。

なお、本研究内容は、東京電力ホールディングス株式会社と共同の技術開発センタープロジェクトにて実施している。

Table.1 Simulation conditions

Output Power	P_{out}	1500VA
Battery Voltage	v_{bat}	60V
PV Voltage	v_{pv}	90V
Cell Capacitor Voltage	v_{buf}	300V
Load Inductor	L_a	30μH
Output Capacitor	C_{buf}	100μF
Output Resistor	R	6.67Ω
Interconnection Inductor	L_b	20mH
Output Voltage	v_{out}	100Vrms,50Hz
Carrier Frequency	f_{sw}	10kHz

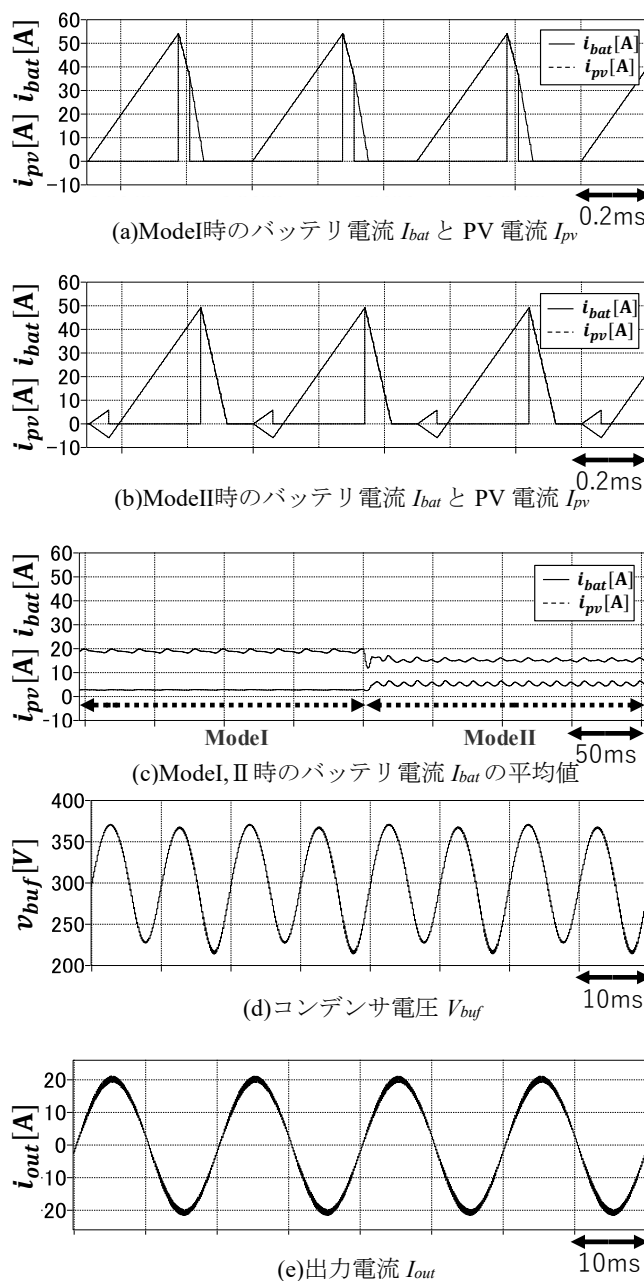


Fig. 6. Experimental results of (a)Mode I and (b)Mode II (battery current, PV current,) and (c) each mode's average current and(d)capacitor voltage and(e)output current.

文 献

- (1) 塩井 太介, 宮下 充, 永井 悟司, 日下 佳祐, 伊東 淳一, 中西 俊貴, 小林 和博: 「BMS 向け フライイング 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 毫 岐, Vol. , No. , pp. (2020)
- (2) 石山 柊斗, 日下 佳祐, 芳賀 仁: 「6in1 モジュールを使用したトランスレリアクティブパワーデカップリング(APD)の検討」, 令和 3 年 電 気 学 会 全 国 大 会, 4-034, pp.56-57(2021)
- (3) 宮下 充, 永井 悟司, 日下 佳祐, 伊東 淳一, 中西 俊貴, 小林 和博: 「電 流 不 連 続 モード を 適 用 し た フライイング キャパシタ 型 DC-DC コンバータ による バッテリ マネジメント システム の 動作 検 証 」, 電 力 技 術 / 電 力 系 統 技 術 / 半 導 体 電 力 変 換 合 同 研 究 会, Vol. , No. PE-19-042, PSE-19-053, SPC-19-102, pp. (2019)
- (4) 渡辺 大貴, 小岩 一広, 伊東 淳一, 大沼 喜也, 宮脇 慧: 「昇圧形アクティブバッファを有する電解コンデンサレス太陽光発電向け系統連系インバータの開発」, 電気学会半導体電力変換/モータドライブ合同研究会, Vol. , No. SPC-14-039/MD-14-039 (2014)