

6in1 モジュールを使用したトランスレス アクティブパワーデカップリング (APD) の検討

石山 柊斗*, 日下 佳祐, 芳賀 仁 (長岡技術科学大学)

Transformer-less Active Power Decoupling (APD) Method using 6in1 Power Module
Shuto Ishiyama*, Keisuke Kusaka, and Hitoshi Haga (Nagaoka University of Technology)

1. はじめに

一般的な太陽光発電用のパワーコンディショナシステム (以下 PCS) は、図 1 に示すように昇圧チョップ回路と系統連系インバータ回路から構成されている。図 1 のシステムを単相負荷に接続あるいは単相系統に連系する際、電源周波数の 2 倍の電力脈動が生じる。PV から発電する電力は電源周期レベルで一定であることが望ましいため、この脈動を抑制するために大容量の電解コンデンサが用いられている。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の課題がある。

そこで本稿では、アクティブパワーデカップリング法 (APD) [1] の 1 方式として、6in1 モジュールを用いた回路構成を提案する。提案回路は小容量の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。さらに、提案回路は共通レグにより入力端子と出力端子の一端を接続できるため、絶縁用のトランスを必要としない特徴がある。本稿では、定格 500W のミニスケールの実機による動作検証を行い、脈動成分である電源の 2 倍周波数を低減することを確認したので報告する。

2. 提案回路構成と制御法

<2・1> 回路構成 図 2 に提案する回路構成と制御ブロック図を示す。図 1 に示す従来のトポロジーでは、PV パネルと AC 側の両方を接地する必要があるため、低電圧側に絶縁型 DC / DC コンバータが必要である。しかしながら提案回路は共通レグを用いた 3 レグ構成となるため入力端子と出力端子の一端を接続できるため、絶縁用のトランスが不要である。即ち、チョップ部とインバータ部のグラウンドを共通にできるため、ノイズ等にも強い利点も考えられる。なお、各レグと並列に繋ぐキャパシタはフィルムコンデンサを想定した小容量なものを用いる。提案回路に必要なスイッチ数は、インバータ部に対しチョップ部としてスイッチが 2 つ追加されるのみであり、本来昇圧が必要なシステムと同様の部品定数となる。

<2・2> 制御法 入力直流電源から、3 レグで構成される回路を通じ、交流波形を出力させる。レグ 1 はコンデ

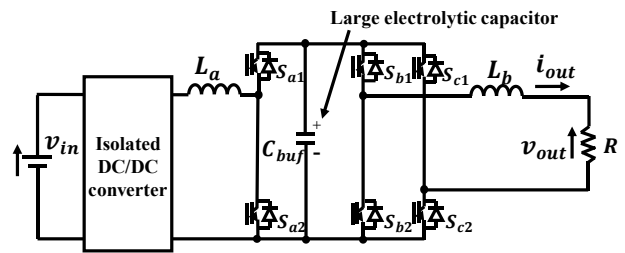


図 1 一般的な PV 用 PCS の構成
Fig. 1 Circuit of an interleaved-type isolated AC/DC converter.

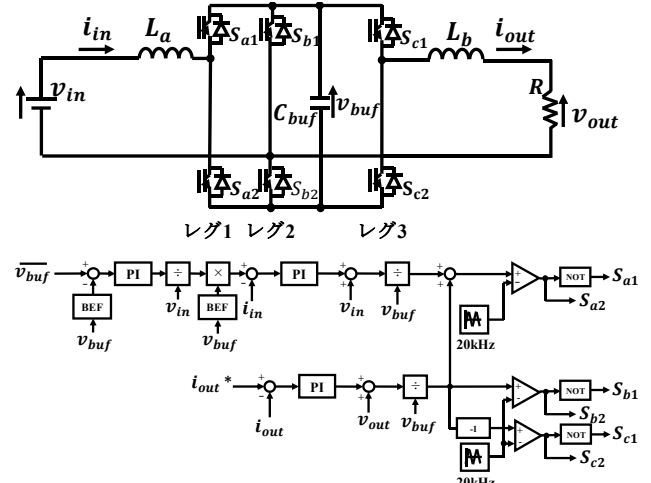


図 2 提案システム回路及び制御ブロック図
Fig. 2 Proposed power converter and control block diagram
コンデンサの電圧制御、レグ 2, 3 はインバータとして電圧制御する。この際、入力電流に生じる脈動を電圧補償と電流補償を行うことで、脈動補償を行う。電解コンデンサを用いる場合、キャパシタの値が十分に大きくなるため、補償量を確保できるが、本提案では小容量のキャパシタであるため、代わりに電圧を大きく変動させ補償を行う。この際にキャパシタが充放電する電力 P_{buf} は 2 倍周波数となる。これは(1)式出力電力において現れる第 2 項の脈動成分と同様となる [2]。

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

そこで制御部では、コンデンサ C_{buf} を充放電させることで電力脈動を補償する。電力脈動をバッファする C_{buf} はフィルムコンデンサを使用する。また、脈動を吸収するためのエ

エネルギーを得るために C_{buf} にかかる電圧を高くする。本稿では平均値 300V を与えている。これはレグ 1 の電圧制御で C_{buf} の平均電圧の制御を行うが、その際帯域除去フィルタ (BEF) により 2 倍周波数を除去した入力値を用いる。ここでの C_{buf} の電圧 V_{buf} は(2)式の関係で脈動する波形となる。

$$V_{buf} = V_{bufave} + \frac{1}{C} \int i_c dt$$

$$= V_{bufave} - \frac{P_{out} - P_{in}}{C \cdot V_{buf}} \cos(\omega t + \frac{\pi}{2}) \dots \dots \dots (2)$$

また、電流制御はキャパシタに流れ込む電流の制御となるが、本回路では入力側インダクタ L_a の電流を制御することで間接的に電圧を制御する。式(2)に示す電力 P_{in} 、 P_{buf} の関係より、図 3 に示す上段の 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_{in}^*) の間に換算する。

$$V_{in} \cdot i_{in} = V_{buf} \cdot i_c \dots \dots \dots (3)$$

これより、一般的な APD に比べ、直流側のインダクタを間接的に制御するため、素子数の削減を期待できる。

3. 実験結果

提案システムの基本動作の妥当性を検証するため、定格 500W の試作機を製作し、実機検証を行った。また、APD の効果を比較するために昇圧チョップを用いた PCS(図 1 回路)を用意した。各パラメータ値は表 1 に示す。キャパシタの値はフィルムコンデンサを想定しシミュレーションでは 80 μ F で制御の確認をしているが、実機では 110 μ F のフィルムコンデンサを使用した。

図 3(a)(b)に各波形を観測した結果を示す。図 3(a)に示す比較対象の PCS では、入力電流に 2 倍周波数で脈動していることが確認できる。一方、図 3(b)に示す提案回路では単相電力脈動補償により、2 倍周波数成分の脈動が打ち消され、脈動が低減されている。コンデンサ電圧は 2 倍周波数である 100Hz を含みながら制御されていることが確認できる。

図 3(c)に高調波解析結果を示す。比較対象では 100Hz 成分が大きく出ているのに対し、本提案では 89%の低減がされていることを確認できる。よって、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. まとめ

本稿は、APD の 1 方式として 6in1 モジュールを使用できる回路方式と制御法を提案した。提案システムは、従来システムと比較して、脈動として現れる 2 倍周波数成分を 89% 低減できることを実機により確認した。今後はノイズ評価を従来システムと比較しながら実施する所存である。

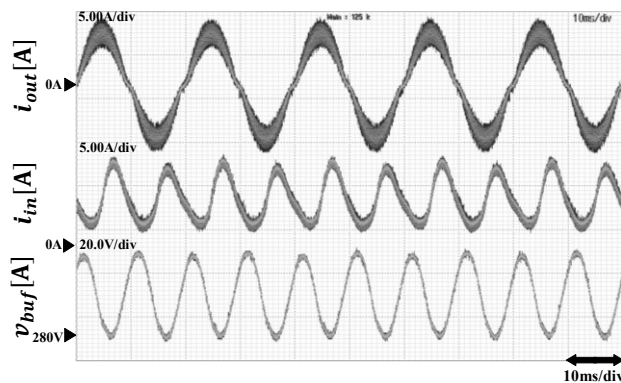
文 献

- (1) 渡部・小岩・伊東他, 電学論 D, Vol. 138, No. 5, pp. 467-474(2015)
- (2) 西尾・芳賀, 電学論 D, Vol.140, No. 4, pp.246-254(2020)

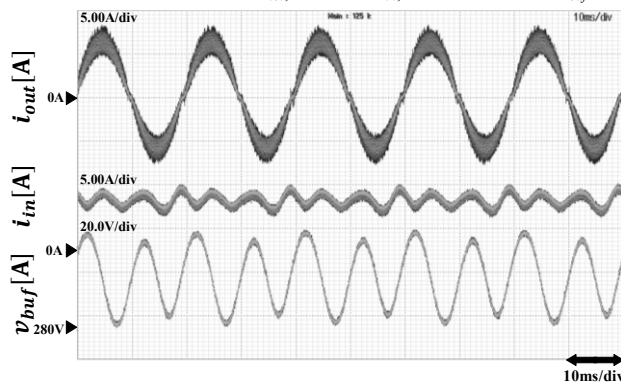
表 1 回路および制御の各パラメータ値

Table. 1 Circuit and control parameters

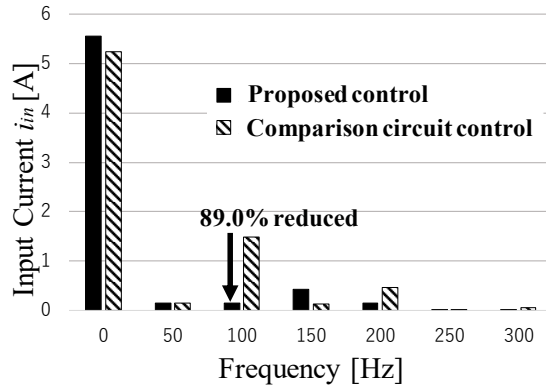
Output Power	P_{out}	500VArms
Input Voltage	v_{in}	70V
Cell Capacitor Voltage	v_{buf}	300V
Load Inductor	L_a	0.77mH
Output Capacitor	C_{buf}	110 μ F
Output Resistor	R	20 Ω
Interconnection Inductor	L_b	0.8mH
Output Voltage	v_{out}	100Vrms, 50Hz



(a) 比較回路 (出力電流 i_{out} , 入力電流 i_{in} , コンデンサ電圧 V_{buf})



(b) 本提案回路 (出力電流 i_{out} , 入力電流 i_{in} , コンデンサ電圧 V_{buf})



(c) 入力電流の FFT 解析結果

図 3 各実験結果

Fig. 3 Experimental results of (a)comparative circuit and (b)proposed method (output current, input current, capacitor voltage) and (c) FFT analysis result of input current