

多重方形波インバータとアクティブフィルタを直列接続した マルチポート系統連系インバータに関する基礎検討

学生員 宮下 充 学生員 比嘉 隼 上級会員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)
正員 野下 裕市 (東京農工大学) 正員 石橋 正基 (東京都立産業技術高等専門学校)

Fundamental Verification for Multi-port Grid-tied Inverter

with Square-wave-voltage Multilevel Converter and Active Power Filter Connected in Series

Mitsuru Miyashita, Student Member, Hayato Higa, Student Member, Jun-ichi Itoh, Senior Member (Nagaoka University of Technology), Yuichi Noge, Member (Tokyo University of Agriculture and Technology), Masaki Ishibashi, Member (Tokyo Metropolitan College of Industrial Technology)

This paper proposes a multi-port grid-tied inverter which is possible to reduce power conversion loss. The proposed circuit consists of a multilevel converter, a series active filter, and a full bridge polarity switching circuit. In the proposed circuit, the number of capacitance and inductor value is reduced compared with multi-port DC-DC converter. In addition, a voltage balance controller is proposed in order to reduce the number of power supplies. From the simulation results, the total harmonic distortion (THD) of the output current is less than 0.17%. In addition, capacitor voltage is balanced under different capacitance and initial voltage.

キーワード : マルチポートコンバータ, 直列アクティブフィルタ, コンデンサ電圧一定制御

Keywords : Multi-port converter, Series active power filter, Constant capacitor voltage control

1. はじめに

近年, 地球温暖化を背景に太陽光発電(以下, PV)を始めとした再生可能エネルギーの導入が進んでいる。これらの再生可能エネルギーによる発電は, 天候によって発電量が変動するため, バッテリーや電気二重層キャパシタを用いた蓄電システムによって電力変動を平準化する⁽¹⁾⁽²⁾。しかし, 各蓄電素子や再生可能エネルギーの数だけ電力変換器を必要とするため, コストや小型化の観点から電力変換器数の削減が重要となる。

多数の蓄電素子および再生可能エネルギーを接続する電力変換器数の削減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⁽³⁾⁽⁶⁾。文献(4)では, 直流バスへの電力供給, PVのMPPT制御およびバッテリー充放電動作を1つの電力変換器で達成している。しかし, バッテリーや, PVおよび直流バスの各ポートにインダクタが必要となるため, 回路が大型化する問題がある。また, 多くのマルチポートコンバータの回路方式はDC-DC変換のみであるため, 単相への系統連系を想定すると, DC-AC変換回路および直流中間部に大容量のコンデンサが必要となることから, さらに回路体

積が増加する。

本論文では多数の蓄電素子と再生可能エネルギーに接続する電力変換器の小型化を目的に, 直列多重方形波インバータにアクティブフィルタを直列接続した回路を提案する。提案回路は直流中間部を全波整流波形に制御するため, 直流中間部に大容量のコンデンサを必要としない。さらに, アクティブフィルタのみインダクタを使用するため, 電力変換器の小型化が可能である。また, アクティブフィルタおよび直列多重方形波インバータの1セルに電圧バランス制御を導入することで, 2つのセルの電源をコンデンサで構成できる。最後に, 提案回路が正弦波電圧および電流を出力できること, セル電圧バランス制御により, 各セル電圧の平均値制御とバランス制御を達成でき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. 提案回路構成とコンデンサ電圧一定制御

〈2・1〉 回路構成 図1に提案回路を示す。提案回路は, Cell A, B, C からなる直列多重方形波インバータとアクティブフィルタ, 極性切り替えを行うフルブリッジインバータで構成される。また, Cell Aの直流電圧は基準電圧Eに対し

て4倍の電圧, Cell Bは $2E$ とする。ただし, 直流電圧を制御する Cell C およびアクティブフィルタは, 全波整流電圧と Cell A と B の差分電圧が最小でも基準電圧 E となる。その差分電圧を Cell C およびアクティブフィルタから出力する必要があるため, 2つの直流電圧の合計が E 以上となるように指令値を設定する。なお, 基準電圧 E は, 系統電圧の最大値と出力レベル数より決定する(系統電圧が 200 V の場合, $E=47.5\text{ V}$)。ただし, Cell A は PV を接続することを想定しハーフブリッジ構成, Cell B, C およびアクティブフィルタはキャパシタや蓄電素子の接続を想定し, 充放電動作可能なフルブリッジ構成としている。

図2に提案回路の動作波形を示す。図2(a)は, Cell A および B の出力電圧波形および極性切り替え部のインバータに印加する全波整流波形, 図2(b)は Cell C およびアクティブフィルタの出力電圧である。まず, Cell A および B は系統周波数に同期し, $0, 2E, 4E, 6E$ の4レベル電圧波形を出力する。次に, アクティブフィルタおよび Cell C は全波整流波形となるように4レベル電圧波形の高調波成分を除去する。最後に, 全波整流波形を極性切り替え部によって正弦波電圧を出力する。以上のことから, 提案回路の直流電圧が高い直列多重方形波インバータは方形波駆動となる。そして, 直流電圧が最も低いアクティブフィルタは PWM 駆動となるため, 変換器全体のスイッチング損失を大きく低減できる。また, アクティブフィルタの出力インダクタ L_1 は高調波成分のみを補償するため, 小型化可能である。

図3に出力電流制御ブロックを示す。アクティブフィルタはインダクタ電流 i_{L1} を直列多重方形波インバータが出力した方形波電圧の高調波成分を除去するように制御する。したがって, アクティブフィルタの出力電圧は, 全波整流電圧 $|V_{\text{grid}}$ と直列多重方形波インバータ Cell A, B, C の差分電圧から決定する。提案回路は, 電源数の削減を目的に, Cell C とアクティブフィルタにコンデンサを用いる。そこで, 2つのセル電圧の平均値制御と各セル電圧のバランス制御が必要となる。

(2.2) セル合計電圧の平均値制御 セル電圧の平均値制御は, Cell C とアクティブフィルタのコンデンサ電流の平均値をゼロにする。Cell C とアクティブフィルタの2つが出力する領域は, 図2(b)に示す電圧波形であり, 図2(a)に示す直列多重方形波インバータが出力する $2E, 4E, 6E$ のしきい値 nE_{th} (n は出力電圧レベル) と全波整流電圧の大小関係から決定される。しきい値 nE_{th} によって Cell C とアクティブフィルタの差分電圧は, 正負の期間が変わるため, 2つのセルキャパシタ全体の充放電量を制御できる。そのため, 直列多重方形波インバータの出力しきい値 nE_{th} を制御することで, コンデンサ電圧の平均値を制御できる。

図4(a)にセル合計電圧制御の制御ブロック図を示す。PI 制御器を使用し, PI 制御器の出力 i_{c1}^* を出力電流 I_{out} の最大値で規格化し, Cell C とアクティブフィルタが出力できる電圧 $V_{C1}+V_{C2}$ により直列多重方形波インバータの出力電圧波形を決定する。なお, 各しきい値の基準値は, 各段の出力電

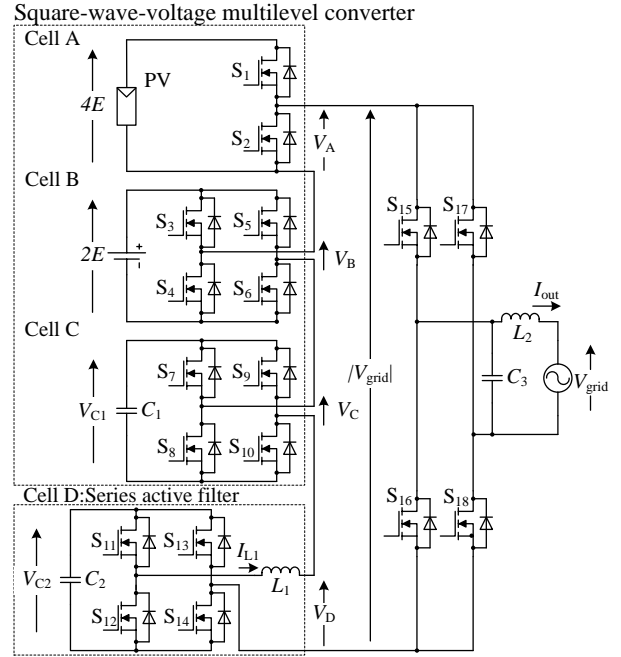
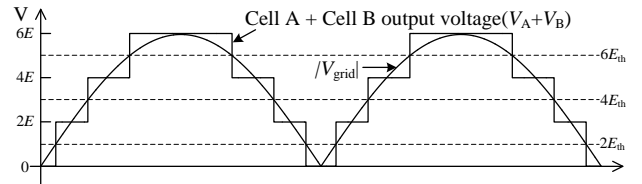
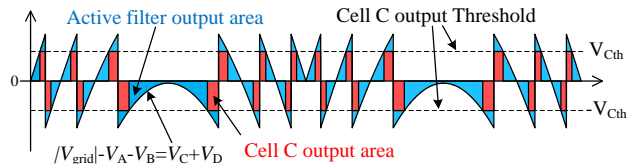


Fig. 1. Circuit configuration of the proposed circuit.



(a) $|V_{\text{grid}}$ and Cell A, B output voltage.



(b) Cell C and active filter output voltage.

Fig.2. Conceptual diagram of the proposed circuit operation.

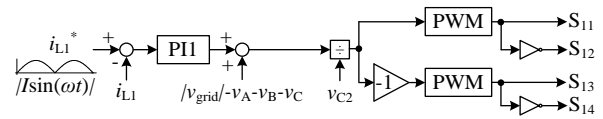


Fig. 3. Block diagram of the Output current control.

圧から基準電圧 E だけ低い $nE-E\text{ V}$ とする。

(2.3) セル電圧のバランス制御 2つのコンデンサの合計電圧は, 図4(a)の制御器によって一定に保たれるが, それぞれのコンデンサ電圧を一定に保つためにバランス制御を導入する。

図4(b)に各セルのコンデンサ電圧バランス制御器を示す。バランス制御は, 図2(b)の Cell C の出力しきい値 V_{Cth} を2つのコンデンサ電圧がバランスするように制御する。まず, 2つのコンデンサ電圧の偏差を PI 制御器に入力する。PI 制御器の出力である i_{c1}^* を出力電流 I_{out} の最大値で規格化し, その割合に応じてしきい値 V_{Cth} を変化させることで2つのセルキャパシタの充放電量を制御できるため, Cell C とアクテ

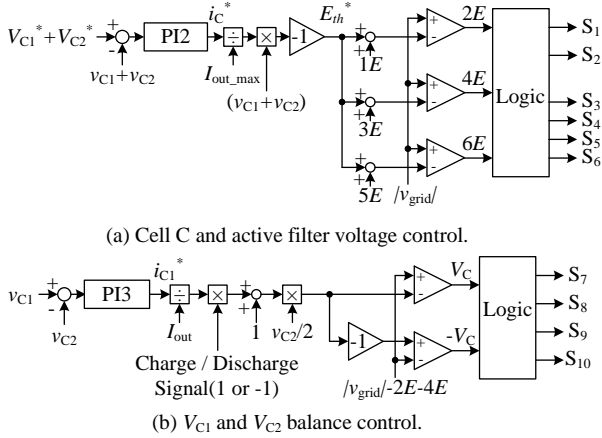


Fig. 4. Block diagrams of the capacitor balance control.

Table 1. Simulation parameters

| Parameter | Symbol | Value | |
|-------------------------|-------------------|---|--------------|
| Output power | P_{out} | 3 kW | |
| Grid voltage | V_{grid} | 200 V | |
| Grid output current | I_{out} | 15 A | |
| Grid frequency | f_{grid} | 50 Hz | |
| Cell A voltage | $4E$ | 190 V | |
| Cell B voltage | $2E$ | 95 V | |
| Standard voltage | E | 47.5 V | |
| C_1 capacitor voltage | V_{C1}^* | 32 V | |
| C_2 capacitor voltage | V_{C2}^* | 32 V | |
| Cell C capacitor | C_1 | 2000 μ F ($H=4.74$ ms) ^{*1} | |
| Active filter capacitor | C_2 | 2000 μ F ($H=4.74$ ms) ^{*1} | |
| Filter capacitor | C_3 | 0.1 μ F | |
| Step down inductor | L_1 | 300 μ H ($\%Z=0.71$ %) ^{*2} | |
| Filter inductor | L_2 | 1 mH ($\%Z=2.4$ %) ^{*2} | |
| PWM Carrier Frequency | f_{sw} | 100 kHz | |
| PI1 | Response | f_{PI1} | 5 kHz |
| | Damping factor | ζ_{PI1} | 0.7 |
| | Proportional gain | K_{PI1} | 13.2 |
| | Integral time | T_{i1} | 45.6 μ s |
| PI2 | Response | f_{PI2} | 10 Hz |
| | Damping factor | ζ_{PI2} | 0.7 |
| | Proportional gain | K_{PI2} | 88.0 |
| | Integral time | T_{i2} | 22.2 ms |
| PI3 | Response | f_{PI3} | 10 Hz |
| | Damping factor | ζ_{PI3} | 0.7 |
| | Proportional gain | K_{PI3} | 175.9 |
| | Integral time | T_{i3} | 22.2 ms |

1 H: unit capacitance constant⁽⁷⁾ based on a grid average current $I_{out,ave}$ and a capacitor voltage (V_{C1}^ or V_{C2}^*).

*2 %L based on a grid voltage V_{grid} , a grid current I_{out} , and a grid frequency f_{grid} .

ィブフィルタの電圧バランスを実現できる。

3. シミュレーション結果

シミュレーションを用いて、セル電圧の平均値およびバランス制御の妥当性を検証する。表 1 にシミュレーションパラメータを示す。シミュレーションでは、Cell A の $4E$ と Cell B の $2E$ は電圧源とした。コンデンサの初期電圧は、初期電圧変動の検証以外はコンデンサ電圧指令値 V_{C1}^* 、 V_{C2}^* の

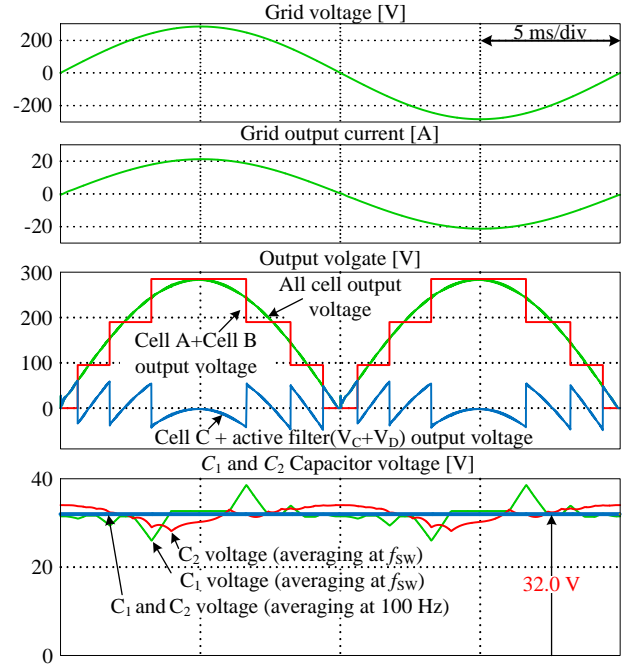


Fig. 5. Simulation result at steady state.

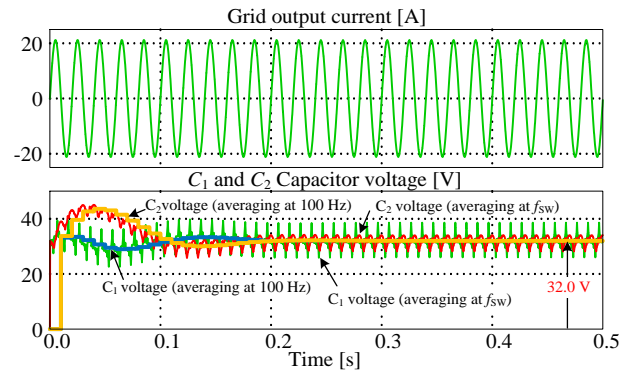


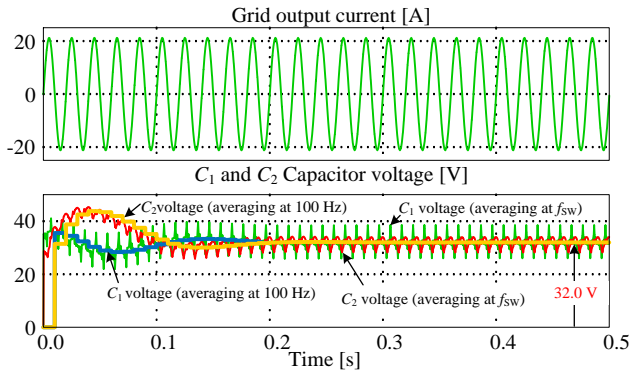
Fig. 6. Waveforms of the simulation result at transient term.

32 V とした。

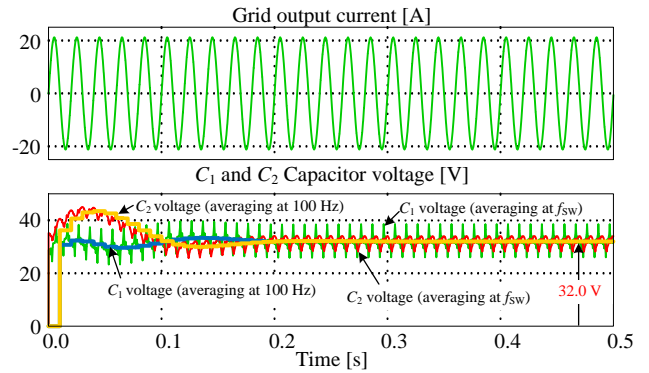
図 5 に定常状態における動作波形を示す。提案回路における、出力電流の全高調波歪率(THD)は 0.17% で正弦波電流を出力している。また、全波整流電圧と Cell A と B の出力電圧の差分をアクティブフィルタと Cell C が出力することで全波整流状の電圧出力が確認できる。コンデンサ電圧波形では、スイッチング周波数 f_{sw} で平均処理した波形からリップルが確認でき、 V_{C1} は 12.6 V で、 V_{C2} は 5.88 V である。 V_{C1} のリップルが大きい要因は、平均電流の制御を系統周期の 2 倍である 100 Hz で行っているためである。また、各セル電圧の平均値はバランスし、指令値である 32 V に制御できていることがわかる。

図 6 に過渡状態における動作波形を示す。過渡状態においても系統出力電流は正弦波であることがわかる。100 Hz で平均したコンデンサ電圧波形より、300 ms で電圧が一定に収束している。300 ms から 500 ms でのコンデンサ平均電圧は V_{C1} 、 V_{C2} ともに指令値 32 V に追従していることがわかる。

図 7 にコンデンサ初期電圧を 10% 変動させた場合の系統

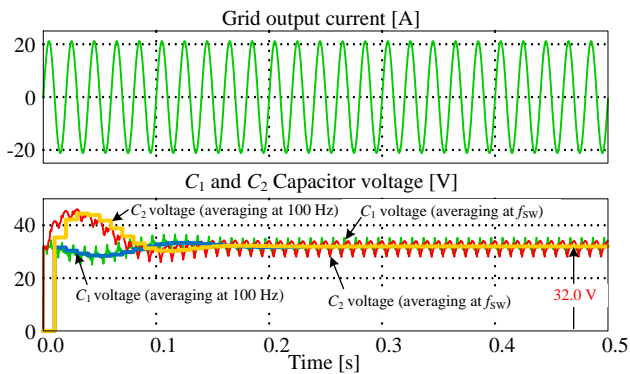


(a) C_1 initial voltage +10%, C_2 initial voltage -10%

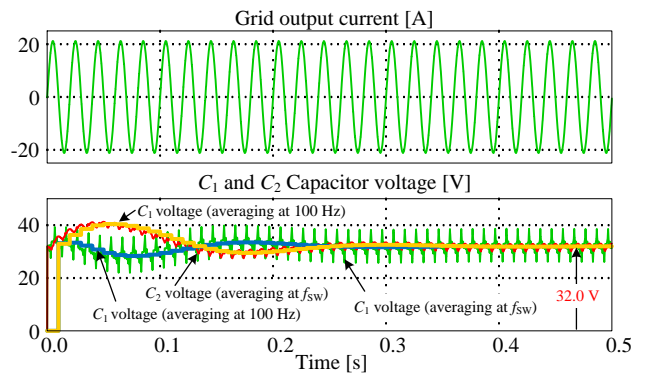


(b) C_1 initial voltage -10%, C_2 initial voltage +10%

Fig. 7. Simulation waveforms of the grid current and capacitor voltage at initial voltage variations.



(a) C_1 4000 μF , C_2 2000 μF



(b) C_1 2000 μF , C_2 4000 μF

Fig. 8. Simulation waveforms of the grid current and capacitor voltage at capacitance variations.

出力電流およびコンデンサ電圧波形を示す。図 7(a)では、 C_1 を 10%高い電圧に、 C_2 を 10%低い電圧とし、図 7(b)は、 C_1 を 10%低い電圧に、 C_2 を 10%高い電圧とした。コンデンサの初期電圧を変えても、各セルのコンデンサ電圧はバランスし、一定に制御していることがわかる。また、過渡状態においても正弦波電流の出力を確認した。

図 8 にコンデンサ容量を変化させた場合の系統出力電流およびコンデンサ電圧波形を示す。図 8(a)は Cell C のコンデンサ容量をアクティブフィルタに対して 2 倍、図 8(b)は Cell C のコンデンサ容量をアクティブフィルタに対して半分にした結果である。図 8 から、コンデンサ容量に関係なく、定常状態において、各セル電圧はバランスし、コンデンサ電圧が指令値どおりに追従していることがわかる。図 7 と同様に過渡状態においても正弦波電流の出力を達成している。

以上のことから提案回路のセル合計電圧の平均値制御およびバランス制御の妥当性を確認できる。

4. まとめ

本論文では、マルチポートコンバータの受動部品の小型化を目的に、直列多重方形波インバータとアクティブフィルタ、極性切り替え部を組み合わせた回路を提案した。使用するインダクタは 1 つであり、直流中間部のコンデンサが不要なため小型化が可能である。さらに、アクティブフィルタと直列多重方形波インバータの一部セルには、電圧バラ

ンス制御を付加したコンデンサにより電源数を削減した。シミュレーション結果から、提案回路は正弦波電圧および電流出力を達成した。また、電圧バランス制御によって、コンデンサの初期電圧および容量が異なってもコンデンサ電圧を一定制御できること確認した。今後の展開として、PV の MPPT 制御の検討や、蓄電素子の充電動作を検討する。

文 献

- (1) N. Kawakami, Y. Iijima, "Overview of battery energy storage systems for stabilization of renewable energy in Japan," Conference Proceedings on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), pp. 1 - 5, (2012)
- (2) 小島康弘: 「電力システムの安定化を目的とした蓄電池制御技術(その 2: 電圧制御,安定化等)」, 平成 28 年電気学会全国大会, Vol. 6, pp.15-18, (2016)
- (3) Amit Bhattacharjee, Nasser Kutkut, Issa Batarseh: "Review of Multi Port Converters for Solar and Energy Storage Integration", IEEE Transaction on Power Electronics, Early Access
- (4) 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)
- (5) 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)
- (6) H. Kim, B. Parkhideh, T. D. Bongers and H. Gao, "Reconfigurable Solar Converter: A Single-Stage Power Conversion PV-Battery System," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, no. 8, pp.3788-3797, (2013)
- (7) 五十嵐浩明, 赤木泰文: 「瞬時電圧低下補償装置のシステム構成と運転特性」, 電学論 D, Vol.123, No.9, pp.1021-1028, (2003)