

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 マルチポートコンバータの動作条件の明確化

学生員 宮下 充 正員 日下 佳祐 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)

Clarification of Voltage Condition for Multi-port Converter

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

Mitsuru Miyashita, Student Member, Keisuke Kusaka, 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 discusses a voltage condition of the multi-port converter with square-wave-voltage multilevel converter and series active power filter. The multi-port converter achieves reducing the power conversion loss and circuit volume. The multi-port converter consists of a multilevel converter, a series active filter, and an unfolder. In the multi-port converter, the number of inductors is reduced from four to two compared to the conventional circuit. The voltage condition of the proposed circuit is determined by the fundamental component of the output voltage. It is confirmed that a prototype circuit is operated in voltage fluctuations at 12%.

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, 電圧条件

Keywords : Multi-port converter, Series-active power filter, Voltage condition

1. はじめに

近年, 高いエネルギー効率を背景として⁽¹⁾, 普及の進められている燃料電池は, 負荷変動への応答が遅いため蓄電素子と組み合わせて負荷変動を補償する必要がある⁽²⁾。このようなシステム⁽³⁾では, 燃料電池や蓄電素子の数だけ電力変換器が必要であり, 回路体積が大型化する問題がある。

そこで, 複数の直流電源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^{(4)~(6)}。文献(5)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。しかし, 交流出力を想定するとDC-AC変換器が必要になる。文献(6)は, 2つの直流入力ポートと1つの交流出力ポートで構成されているが, 直流ポートの電圧は出力電圧の最大値以上を要求し, 電圧条件によってはDC-DCコンバータが必要になる。

これまでに筆者らは上記の問題を解決しマルチポートDC-AC変換器を小型化するため, 直列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回路を提案している⁽⁷⁾。本回路は, インダクタの個数を増やすことなくマルチポート化でき, 従来回路に対してパワー密度の向上が可能

である。しかし, 回路動作が成立する直流ポートの電圧条件が不明瞭であった。

そこで本論文では, 提案回路の動作に必要な電源電圧を明らかにするため, 出力する有効電力成分から, 各直流ポートに要求される最低電圧を導出する。さらに, 直流ポートが出力する高調波成分から, アクティブフィルタの責務を明らかにする。導出した動作条件内で電圧を設定すれば, 変動をさせた場合でも, 系統電流を低ひずみで制御できることを実機実験により確認したので報告する。

2. 提案回路構成と回路の動作

図1に提案回路を示す。提案回路は, Cell A, B からなる直列多重方形波インバータと Cell C, D からなるアクティブフィルタ, フルブリッジインバータによる極性切り替え部から構成される。Cell A は燃料電池を, Cell B はバッテリーを接続することを想定している。Cell B はバッテリーの充放電動作を実現するためにフルブリッジ構成としている。Cell C と Cell D は電源をコンデンサで構成しているため, アクティブフィルタを実現するための追加電源は不要である。

図2に提案回路の動作波形を示す。図2(a)は, Cell A およ

び Cell B の出力電圧波形と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 Cell D の出力電圧である。まず, Cell A と Cell B は系統周波数に同期して, $0, V_B, V_A, V_A+V_B$ の片側 4 レベル電圧波形を出力する。次に, Cell C と Cell D 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。Cell C は方形波出力で高調波成分を低減し, 残り的高調波成分は, Cell D が PWM 動作をすることによって除去する。最後に, 極性切り替え部によって全波整流電圧から正弦波電圧に変換する。提案回路において, 直列多重方形波インバータと極性切り替え部はスイッチング周波数が低い。そして, 高調波成分を補償するために PWM 動作をする Cell D は, 直流電圧が低いため, スwitching 損失は小さい。そのため, 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, インダクタは系統側のフィルタインダクタを含めても 2 つで構成できるため, 回路体積の小型化が可能となる。

アクティブフィルタセルの Cell C,D は, 電源をコンデンサで構成していることから, 高調波成分を補償できるだけのコンデンサ電圧を維持する必要がある。コンデンサ電圧を一定に保つために, セル合計電圧の平均値制御とセル電圧のバランス制御を適用する⁽⁷⁾。

3. 提案回路の動作電源電圧条件

(3-1) PWM 動作時の電圧条件 図 3(a)に 2 つの直列セルと単相インバータによる DC-AC 変換器を示す。ここでは一般的な PWM 動作によるインバータを想定し, アクティブフィルタは接続しない。アクティブフィルタがない場合は, 出力する最大瞬時電力を直流部から供給する必要があり, 直流部の電源電圧の条件は(1)式となる。

$$V_{out_peak} \leq E_A + E_B \dots\dots\dots (1)$$

ここで, V_{out_peak} は出力電圧の最大値, E_A は Cell A の電源電圧, E_B は Cell B の電源電圧とする。(1)式に示すように, 2 電源の合計電圧が出力電圧の最大値を上回る必要がある。

(3-2) アクティブフィルタ適用時の電圧条件 図 3(b)にアクティブフィルタセルを直列接続した回路構成を示す。アクティブフィルタによって, 過渡的に(2)式の電圧条件が成立する。

$$V_{out_peak} \leq E_A + E_B + E_C \dots\dots\dots (2)$$

ここで, E_C はアクティブフィルタセルのコンデンサ電圧とする。電源をコンデンサで構成しているため, 定常的に出力電圧の最大値を出力することはできない。すなわち, 1 サイクルの動作内で, コンデンサの充放電が釣り合う必要がある。

(3-3) 2 レベル方形波運転時の電圧条件 図 4(a)に 2 レベル方形波電圧波形を示す。Cell A と B の出力は図 4(a)に示す 2 レベル方形波電圧波形とし, 電圧型インバータでは, 最大出力電圧時に(2)式を満足すればよい。しかし, アクティブフィルタの直流部はコンデンサで構成されているため,

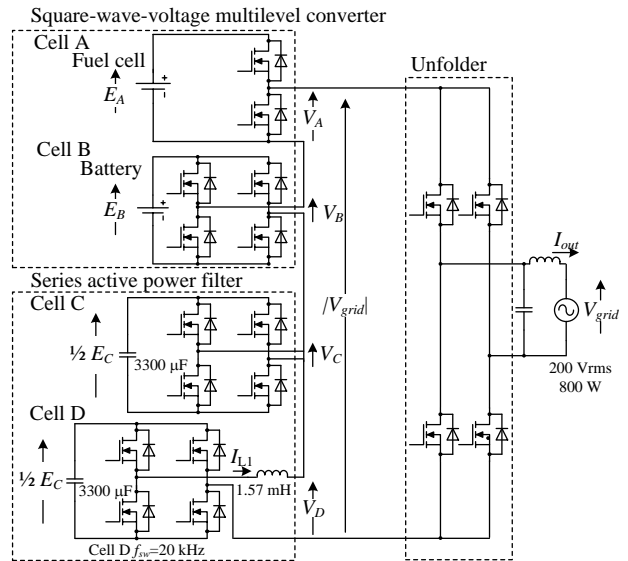
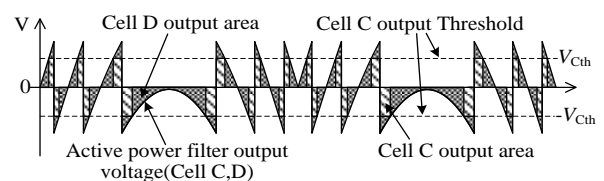
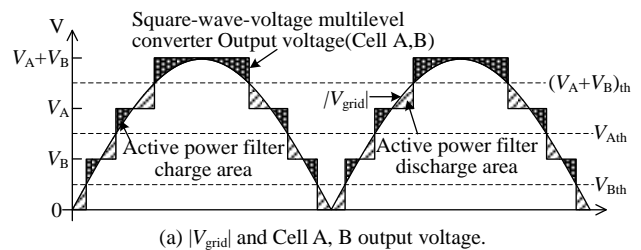
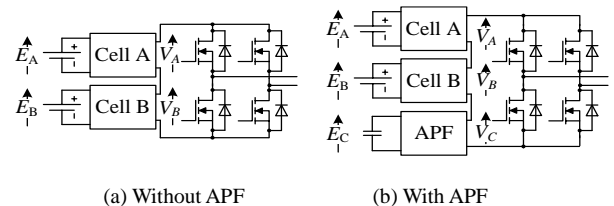


Fig. 1. Proposed circuit.



(a) $|V_{grid}|$ and Cell A, B output voltage.
(b) Cell C and active power filter output voltage.
Fig.2. Conceptual diagram of the proposed circuit operation.



(a) Without APF (b) With APF
Fig.3. Circuit configuration of the two power supply inverter.

有効電力は出力できない。そのため Cell A と B のみから有効電力を出力する必要がある。そのとき, 2 レベル方形波電圧波形の基本波振幅が出力交流電圧の振幅と一致する。2 レベル方形波電圧波形の各次高調波振幅は, フーリエ級数展開より(3)式となる。

$$V_n = \frac{4}{n\pi} (E_A + E_B) \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \dots\dots\dots (3)$$

ここで, V_n は n 次高調波振幅, n は高調波次数である。(3)式より 2 レベル方形波の基本波振幅($n=1$)が出力電圧と一致する時の Cell A と B の電源電圧は(4)式となる。

$$E_A + E_B = \frac{\pi}{4} V_{out_peak} \dots\dots\dots (4)$$

(4)式を満足するとき、2レベル方形波運転による回路動作が成立する。

〈3・4〉 3レベル方形波運転時の電圧条件 図4(b)に3レベル方形波電圧波形を示す。Cell A と B が3レベル方形波出力を行う場合、2レベル動作時と同様の考え方で回路動作電圧を導出することができる。3レベル方形波電圧波形の各次高調波振幅はフーリエ級数展開より(5)式となる。

$$V_n = \frac{4}{n\pi} (E_A + E_B) \sin\left(\frac{n\theta}{2}\right) \quad (0 \leq \theta \leq \pi) \quad (5)$$

ここで、 θ は方形波の出力角である。(5)式より、ある入力電圧が与えられた時、基本波の大きさが一致する位相角は(6)式で求められる。

$$\theta = \sin^{-1}\left(\frac{\pi V_{out_peak}}{4(E_A + E_B)}\right) \quad (6)$$

方形波の出力角 θ が決定できれば、(5)式より各次の高調波成分が導出できる。

図5に Cell A および B の合計電圧を可変した際の40次までの全高調波ひずみ率(THD)を示す。ここで、Cell A と B の合計電圧は、出力電圧の最大値に対する割合で示している。合計電圧が0.85p.u.のとき THD が最小の27.7%となる。

提案回路では直列型アクティブフィルタを適用することにより、出力電圧よりも低い電圧でDC-AC変換を実現し、さらに高調波成分を抑制する。そのため、残存した高調波成分はアクティブフィルタの責務として考えることができる。

〈3・5〉 5レベル方形波運転時の電圧条件 図4(c)に5レベル方形波電圧波形を示す。5レベル方形波電圧波形の各次高調波振幅はフーリエ級数展開より(7)式となる。

$$V_n = \frac{4}{n\pi} \left\{ E_B \sin\left(\frac{n\theta}{2}\right) + E_A \sin\left(\frac{n\phi}{2}\right) \right\} \quad (0 \leq \theta \leq \pi, 0 \leq \phi \leq \pi) \quad (7)$$

ここで、 θ は E_B の出力角、 ϕ は E_A の出力角である。(7)式から基本波の振幅が出力電圧と一致し、THDが最小となる出力角を導出し、回路の動作範囲を明らかにする。

図6に Cell A および B の電圧を可変した際の方形波電圧波形によるTHDを示す。なお、各セルの電圧は $E_A \geq E_B$ の条件下で可変させた。各セルの合計電圧が低い場合、出力電圧の基本波成分を出力できないため、回路が動作できない領域となる。図6においてTHDが最小となる点は $E_A=0.48$ p.u., $E_B=0.44$ p.u.としたときの15.1%となる。このとき、 $\theta=92.5$ deg, $\phi=154$ degであり、振幅の大きい低次高調波成分が小さくなるような角度であれば、THDも小さくなる。

〈3・6〉 7レベル方形波運転時の電圧条件 図4(d)に7レベル方形波電圧波形を示す。7レベル方形波電圧波形の各次高調波振幅はフーリエ級数展開より(8)式となる。

$$V_n = \frac{4}{n\pi} \left\{ E_B \sin\left(\frac{n\theta}{2}\right) + (E_A - E_B) \sin\left(\frac{n\phi}{2}\right) + E_B \sin\left(\frac{n\gamma}{2}\right) \right\} \quad (0 \leq \theta \leq \pi, 0 \leq \phi \leq \pi, 0 \leq \gamma \leq \pi) \quad (8)$$

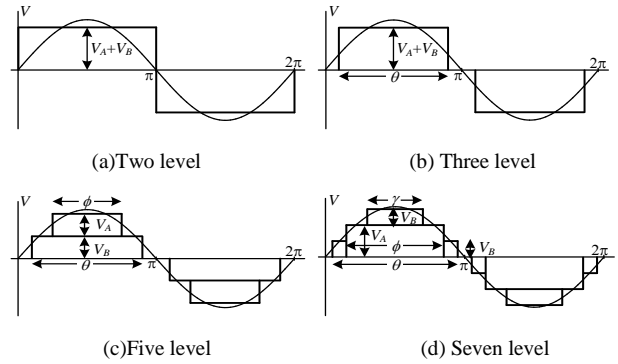


Fig. 4. Operation waveforms of the each levels.

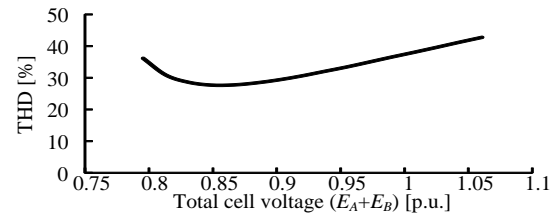


Fig. 5. THD characteristic of 3 level mode.

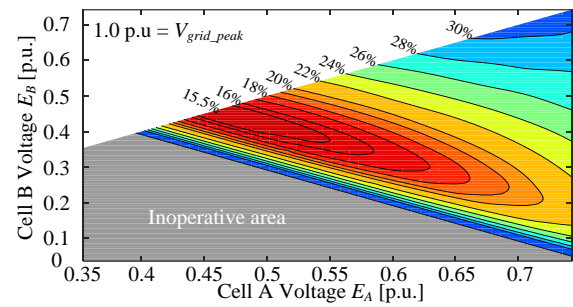
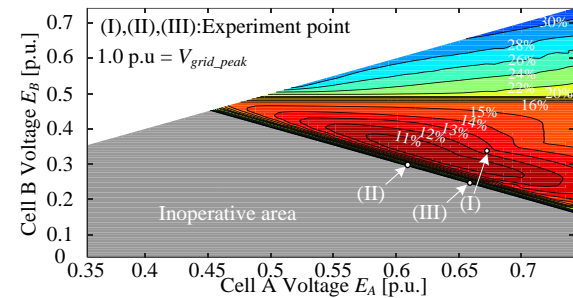


Fig. 6. THD characteristic of 5 level mode.



ここで、 θ は E_B の出力角、 ϕ は E_A の出力角、 γ は E_A+E_B の出力角である。(8)式から基本波の振幅が出力電圧と一致し、3次高調波がゼロとなる条件下で出力電圧THDが最小となる出力角を導出する。

図7に Cell A および B の電圧を可変時の方形波電圧波形によるTHDを示す。THDが最小となる点は $E_A=0.62$ p.u., $E_B=0.33$ p.u.としたときの10.3%となる。5レベルと同様に低次高調波が小さくなるスイッチング角でTHDが最小となる。5レベル動作と比較すると、回路動作が可能な範囲は狭いが、レベル数が増加したことによってTHDを低減することができ、アクティブフィルタの責務を小さくできる。

以上のように動作レベルごとに、高調波電圧を算出することができ、回路動作を実現する電圧範囲およびアクティブフィルタの責務を明らかにすることができる。

4. 実験結果

実機実験により、電圧変動時の回路動作を確認する。Cell A および B の電源電圧は、図 7 に示す(I), (II), (III)の 3 点とする。この条件では、Cell A と B の合計電圧が 12% 変動する条件となる。なお、この実験条件は、回路の耐圧による制約から決定した条件である。また、実験は 800W 出力、抵抗負荷を接続して行った。

図 8 に電圧条件を変動させたときの提案回路動作波形を示す。図 8(a)は実験条件(I), 図 8(b)は実験条件(II), 図 8(c)は実験条件(III)の動作波形である。それぞれの電圧条件において、出力電圧および出力電流は正弦波となることを確認した。特に、図 7 より条件(II)および(III)は、方形波電圧の THD が高い領域であるが、方形波電圧波形の高調波成分はアクティブフィルタで打ち消すことができ、出力電圧 THD は良好な結果を得た。また、それぞれの条件において効率は 99.2% および 99.3% を達成しており、方形波電圧波形の THD が高い場合でも高い変換効率を確認した。

図 9 に電圧条件(I)とした際の 348 W から 1.0 kW までの電力変換特性を示す。効率は 900 W で最大効率 99.3% となる。1.0 kW では、導通損失が増加することより効率は 99.2% となる。提案回路では、スイッチング損失よりもセルの直列接続による導通損失が支配的となっている。

以上の実験より、導出した電圧条件下であれば回路動作が可能であり、低ひずみで出力電流を制御できる。

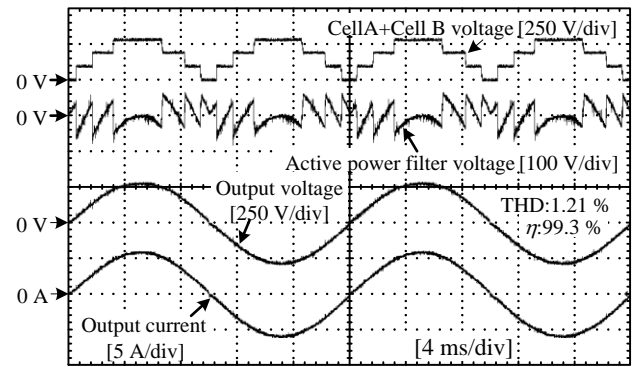
5. まとめ

本論文では、提案回路の動作できる電源電圧の電圧条件について明らかにした。電圧条件は、出力電圧の基本波成分を電源から出力し、高調波成分を直列型アクティブフィルタで補償することより導出した。電圧変動時において、電圧条件内であれば、低ひずみで出力電流を制御でき、実機実験によって直流電源ポートの合計電圧が出力電圧に対して 12% 変動した場合の回路動作を確認した。

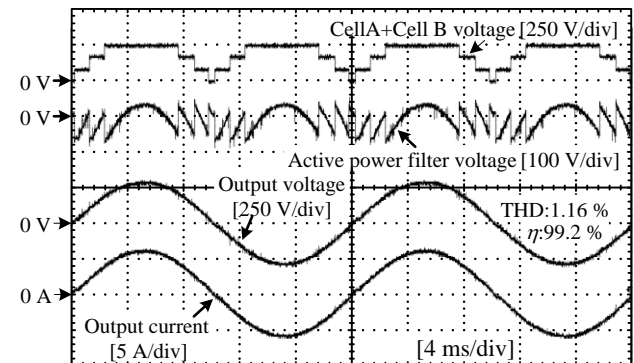
今後は提案回路のインダクタおよびアクティブフィルタのキャパシタンスや耐圧の設計について検討する。

文 献

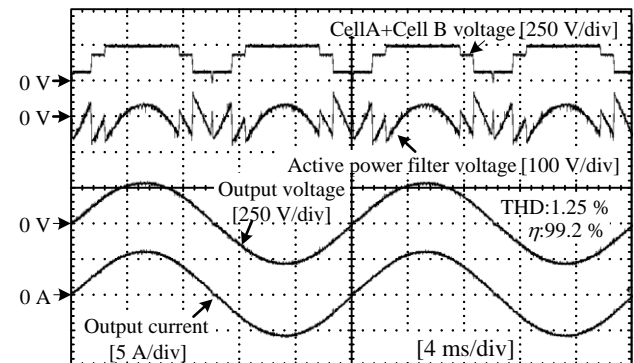
- (1) 乾ほか：「ヒートポンプ給湯器併用家庭用 SOFC CGS の省エネルギー性評価」, 電学論 B, Vol.138, No.4, pp.255-264 (2018)
- (2) H. Tao, et al. : "A Soft-Switched Three Port Bidirectional Converter for Fuel Cell and Supercapacitor Applications", Proc. of IEEE-PESC05, pp.2487-2493, Recife, Brazil (2005-6)
- (3) P. Garcia, et al. : "Energy Management system of Fuel-Cell Battery Hybrid Tramway", IEEE Trans, Industrial Electronics, Vol.57, No.12, pp.133-139 (2010)
- (4) Amit Bhattacharjee, et al. : "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) Xiaofeng Sun, et al. : "Alternative Source-Port Tolerant Series-Connected Double-Input DC-DC Converter", IEEE Transaction on Power Electronics, Vol.30, No.5, pp.2733-2742 (2015)
- (6) Hongfei Wu, et al. : "Dual-DC-Port Asymmetrical Multilevel Inverters with Reduced Conversion Stages and Enhanced Conversion Efficiency", IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol.64, No.3, pp.2081-2091 (2017)
- (7) 宮下ほか：「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コンバータの動作検証」, 半導体電力変換/モータドライブ合同研究会, Vol. , No. SPC-19-033, MD-19-033, pp. (2019)



(a) Voltage condition (I) $E_A=190$ V, $E_B=95$ V $E_C=64$ V.



(b) Voltage condition (II) $E_A=172$ V, $E_B=84$ V $E_C=64$ V.



(c) Voltage condition (III) $E_A=185$ V, $E_B=68$ V $E_C=64$ V.
Fig. 8. Operation waveform at each voltage condition.

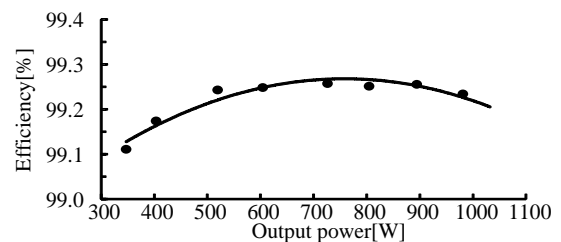


Fig. 9. Efficiency characteristics.