電流不連続モードを適用した昇圧型インバータの実機検証

提橋 郁人 レ ホアイ ナム 伊東 淳一(長岡技術科学大学)

Experimental Verification of Boost DC-AC Converter by using Discontinuous Current Mode Ayato Sagehashi, Le Hoai Nam, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)

In this paper, a novel single-stage differential boost inverter using one inductor is proposed as a grid-tied photovoltaic (PV) inverter. The proposed inverter shares one inductor with two boost converters by utilizing discontinuous current mode (DCM). Using this topology, the neutral point of the grid and a terminal of PV panel can be connected because there is no common-mode current suppress common mode noise. The operation of the proposed inverter is confirmed with 100 W prototype. With the DC input voltage of 100 V and the AC output voltage of 100 Vrms, the output current with low THD of 1.4% is obtained.

キーワード: DC-AC コンバータ,電流不連続モード,マイクロインバータ (DC-AC converter, Discontinuous current mode, Micro inverter)

1. はじめに

近年,自然エネルギーから発電する技術として,太陽光 発電(PV)が多く普及しており,PVによる発電電力を系統へ 連系する方法は複数存在する。その中で昇圧チョッパと系 統連系インバータにより構成されるパワーコンディショナ (PCS)が最も一般的な手法であり,高効率化や小型化が盛ん に研究されている⁽¹⁻⁵⁾。しかし,天候状態や日射条件により PVの発電電力は変動する。そのため,発電電力の低下量に よってはシステム全体の発電電力量が大きく制限されてし まう。上記の課題を解決する別の手法として,マイクロイ ンバータが挙げられ,PSC 同様研究が進められている⁽⁶⁻⁷⁾。 この手法は,小容量のインバータをPVモジュール毎に接続 し,各モジュールを個別に制御することで電力量の制限を 解消する。しかし,各PVモジュールに対して個別に変換器 を接続する必要があるため,設置面積の観点から小型化が 要求される。

マイクロインバータの小型化を妨げる要因として、受動 素子であるインダクタやコンデンサが挙げられる。一般的 な回路構成のマイクロインバータでは、昇圧チョッパ回路 とインバータ回路を用いた構成が使用される。この場合、 昇圧チョッパとインバータ回路間に接続する直流中間コン デンサは、高耐圧であることが求められると同時に、電力 脈動を吸収するため大容量である必要があり、大型となる。 一方、DC/AC変換器には昇圧回路用の昇圧リアクトル及び、 連系リアクトルがそれぞれ必要となることから、結果とし て回路体積が大型化する。

これまで DC/AC 変換器小型化のため、インダクタの個数 及びスイッチング素子数の低減が可能な、昇圧チョッパと インバータを一体化した DC/AC 変換器が提案されている (8-12)。一般的な DC/AC 変換器は昇圧チョッパ回路とインバ ータ回路に対しそれぞれインダクタが必要となる。また, 昇圧チョッパに 2 個,インバータに 4 個の半導体素子が必 要である。一方で,一体型の DC/AC 変換器は昇圧チョッパ を 2 台接続した構成であり,昇圧チョッパ用のインダクタ 2 個,半導体素子 4 個で DC/AC 変換器を構成することができ るため,一般的な回路構成と比較して体積を低減すること ができる。また,本回路構成では,太陽光パネルと電源の 中点電位の電位変動が小さいため,PV と大地間の浮遊容量 による PV の破損を防ぐことができる。しかしながら,一般 的な DC/AC 変換器と比較してインダクタの個数を低減出来 るものの,依然として昇圧チョッパ用のインダクタが 2 個 必要である。したがって,さらなる体積の低減を図るため にはインダクタ個数を減らす必要がある。

そこで本論文では、昇圧用インダクタ 1 個で昇圧動作及 び DC/AC 変換が可能な昇圧型インバータを提案する。はじ めに、PCS に搭載される一般的な DC/AC 変換、従来の一体 型 DC/AC 変換回路の構成を述べた後、本論文で提案する昇 圧型インバータの動作モードおよびスイッチングパターン を説明する。次に、昇圧型インバータ回路におけるインダ クタ電流制御、出力側コンデンサ電圧制御について説明し、 インダクタ電流の電流不連続モード(DCM)における各デュ ーティ指令の算出方法を示す。その後、昇圧型インバータ における昇圧用インダクタの設計手法を示し、設計したイ ンダクタを用いた動作をシミュレーションにより確認す る。さらに昇圧チョッパ、インバータを組み合わせた従来 の回路方式と変換器損失並びにインダクタ体積の比較を行 い、提案手法により変換器の小型化可能な DC/AC 変換が実 現できることを確認したので報告する。

2. DC/AC 変換回路

〈2・1〉従来の回路構成 図1にPCSとして一般的に用いられる従来型パワーコンディショナの回路構成を示す。本回路は昇圧チョッパ回路とフルブリッジインバータで構成され,直流から交流への電力変換を行う。フルブリッジインバータを系統に接続する場合,直流中間電圧は系統電圧の最大値より高い電圧が必要である。そのため、入力電圧が系統電圧の最大値より低電圧の条件下では、前段に昇圧チョッパと大容量のコンデンサを接続しなければならない。加えて、昇圧チョッパ部とインバータ部にそれぞれ昇圧リアクトル、連系リアクトルを接続するため、受動素子が多く小型化が難しい。その結果 PCS を小型化するには、素子数や受動素子数、コンデンサ容量の低減が課題となる。

〈2・2〉 一体型 DC/AC 変換回路 図2に昇圧チョッパ とインバータ動作を1台で実現する回路構成を示す⁽⁸⁾。本方 式は昇圧チョッパ回路2台で構成されており,各昇圧チョ ッパの出力側コンデンサの Caおよび Cbの電圧に入力電圧よ り高いオフセットをもたせた正弦波となるよう制御する。 この時コンデンサ間で生じる電位差により出力電流を制御 する。そのため,従来の回路と比較すると,昇圧およびイ ンバータ動作をスイッチング素子4個で実現可能であり, また,インダクタ2個のみで実現できるため小型化に適し た回路方式である。しかし,昇圧チョッパに使用するイン ダクタは従来手法と比較して小さくなるが,同容量の物を2 個必要とするため,さらに小型化するにはインダクタの個 数削減が必要となる。

(2・3) 提案する昇圧型インバータ 図3に提案する 昇圧型インバータの回路構成を示す。昇圧型インバータは、 昇圧チョッパ回路2台を低圧側回路部のみ共有化した構成 となる。本回路では1個のスイッチと2個の双方向スイッ チでインダクタ電流がDCMとなるよう制御する。提案回路 構成では、従来の一体型DC/AC変換回路と比較して素子数 が1個増加する。一方で、インダクタ電流をDCMとするこ とで、コンデンサ Ca,Cbに対する昇圧動作を1個のインダク タで共有することが可能であるため小型化が可能となる。 なお、逆耐圧特性を持つGaN-FET等を使用することで、双 方向スイッチを用いる部分は1素子に置き換える事ができる⁽¹³⁾。

図4に昇圧型インバータの動作モードを示す。なお、Ca、 Cbに対する動作モードは同じであるため、Caに対するモー ドのみを示す。昇圧型インバータでは、出力コンデンサに 対して昇圧、または降圧動作させることで出力側コンデン サ電圧を制御する。Mode I および II では入力電圧を基準と した昇圧動作を行い、Mode III および IV では出力側コンデ ンサ電圧 VCaを基準とした降圧動作を行う。これらの動作は 入力電流指令指令の極性を基準に行い、入力電流指令が正 の期間では出力側コンデンサ電圧に対して昇圧動作、負の



Fig. 1. Conventional two-stage DC/AC converter.



Fig. 2. Conventional single-stage differential boost inverter.



Fig. 3. Proposed single-stage differential boost inverter.



期間では Vcaの逆位相となるよう制御し,各コンデンサ電圧の差分より正弦波出力を実現する。

3. 昇圧型インバータ制御手法

図5に昇圧型インバータの出力側コンデンサ C_aに対する 電圧制御ブロック図を示す。図5の制御系では、出力側コ ンデンサ電圧 V_{Ca}の電圧制御、インダクタ電流に DCM 動作 を適用するためのフィードフォワード電流制御を用いる (¹⁴⁾。昇圧型インバータでは、正弦波出力を得るために出力 側コンデンサ印加電圧値を常に入力電圧以上にする必要が ある。そのため、出力側コンデンサ電圧指令は(1)式の条件 を満たさなければならない。

$$V_{C_{avg}} > \frac{V_{out_{peak}}}{2} + V_{in}$$
(1)

ここで、Vc_avgは出力側コンデンサ電圧、Vout_peakは系統電圧 振幅の最大値、Vinは入力電圧である。(1)の条件を満たす出 力側コンデンサ電圧指令値を決定後、入力電流指令値を決 定する。なお、入力電流指令値は(2)式より決定する。

ここで, *ica* は出力側コンデンサ電圧制御指令値, *iout**は出力 電流指令値, *Vca* は出力側コンデンサ電圧, Vin は入力電圧, Pout は出力電力, *Vout_rms* は系統電圧, *fout* は出力周波数を示す。 以上より設定した出力側コンデンサ電圧指令,入力電流指 令を元に,インダクタの DCM 動作のデューティ指令を生成 し,デューティ指令をスイッチング周期内に制御すること で,インダクタを2つの昇圧チョッパ間で共有する。なお, もう一方の出力側コンデンサ *Vcb* 電圧制御に対する入力電 流指令値は,出力電流指令値の項を反転することで表すこ とができるため省略する。

図 6 に昇圧型インバータ動作時の入力インダクタ電流波 形および電流波形に対応するデューティ比を示す。図 6 で は、デューティ指令 d1, d2 が出力側コンデンサ電圧 Vca を制 御する期間である。一方、デューティ指令 d3, d4 は出力側 コンデンサ電圧 Vcb を制御する期間であり、これらのデュー ティ指令を制御することで、回路内のインダクタ電流を共 有する。なお、デューティ指令 do は、出力側コンデンサ Ca, Cb における電流制御間の干渉を避けるために設ける期間で ある。

インダクタ電流を制御するデューティ比は、インダクタ 電流の最大値および平均値の関係から計算する。出力側コ ンデンサ電圧 Vcaを基準とした場合、インダクタ電流最大値 並びに平均値は、(3)、(4)式で表される。

$$I_{peak_Vca} = \frac{V_{in}}{L} d_1 T_{sw} = \frac{V_{Ca} - V_{in}}{L} d_2 T_{sw} \dots (3)$$
$$I_{ave_Vca} = \frac{I_{peak_Vca}}{2} (d_1 + d_2) \dots (4)$$

なお,Lは昇圧用インダクタ,d1,d2は図6に示すデューテ



Fig. 5. Control block for output capacitor Ca voltage control.



Fig. 6. Input inductor current and duty ratio.

ィ比である。インダクタ電流最大値と平均値におけるデュ ーティ比の関係から、インダクタ電流における d₁, d₂の関 係は, (5), (6)式で与えられる。

$$d_{1} = \sqrt{\frac{2L(V_{Ca} - V_{in})}{V_{in}V_{Ca}T_{sw}}} i_{ave_{ca}} = \sqrt{\frac{2\sqrt{2}P_{out}L(V_{Ca} - V_{in})}{V_{in}^{2}V_{out_{c}}rms}} .(5)$$
$$d_{2} = \frac{V_{in}}{V_{Ca} - V_{in}} d_{1}(6)$$

これらのデューティ比を用いて, インダクタ電流が DCM と なるよう制御する。同様に, 出力コンデンサ電圧 V_{Cb} を基準 とした場合, インダクタ電流におけるデューティ比 d_3 , d_4 は(7), (8)式で表される。

$$d_{3} = \sqrt{\frac{2LV_{in}}{(V_{Cb} - V_{in})V_{Cb}T_{sw}}} i_{ave_Cb^{*}} = \sqrt{\frac{2\sqrt{2}P_{out}L}{(V_{Cb} - V_{in})V_{out_rms}T_{sw}}}$$
.....(7)
$$d_{4} = \frac{V_{Cb} - V_{in}}{V_{in}}d_{3} \dots \dots (8)$$

以上の式より各デューティ指令を導出することで,昇圧型 インバータの DCM 動作を実現し,インダクタ電流の共有化 をはかる。

4. 昇圧用インダクタ設計

図 7 に昇圧型インバータ動作時の出力側コンデンサ電圧 Vca および Vcb,入力電圧 Vin の動作波形を示す。この時,Vca および Vcb の平均電圧 Vc_avgは,(1)式より値を決定する。ま た,各出力コンデンサ電圧と入力電圧の差分に余裕を持た せるため,電圧に対するマージン Vout_margin を持たせて設計 を行う。昇圧型インバータにおける昇圧用インダクタは, 各モードの電流を 1 つのインダクタで共有するため,それ ぞれのデューティ指令合計値が以下の条件を満たす必要が ある。



Fig. 7. Relationship between input voltage and output capacitor voltage.



Fig. 8. Inductor current ratio between peak current and average current.

ここで系統電圧 Vout_rms, 出力電力 Pout, スイッチング周期 Tswである。これらのパラメータを元に, 昇圧用インダクタ を設計する。なお,実際に回路に適用する場合,臨界モー ドでの使用は難しいため,設計したインダクタに対して 10%のマージンを確保した。

図 8 に各出力電力条件下における入力電圧変化時の入力 インダクタ設計値を示す。なお,設計条件として系統電圧 を 200 V,スイッチング周波数 10 kHz とした。また,出力 側コンデンサ電圧 Vca, Vcbの最小値が系統電圧最大値の 20% 入力電圧より高く維持するよう設定する。図 8 より,入力 電圧の増加に伴い入力インダクタ設計値が増加傾向にある ことが分かる。また,出力電力の増加に伴い,インダクタ 設計値も同時に増加する。

5. シミュレーション解析

〈5・1〉 昇圧型インバータ動作検証

表1にシミュレーション条件を示し,図9にシミュレー ション結果を示す。図9のシミュレーション結果より,直

| Specification | Output power Pout | 300 W |
|----------------------|------------------------------|----------------|
| | Output voltage Vout | 200 V |
| | Output frequency fout | 50 Hz |
| | Input voltage Vin | 48 V |
| | Switching frequency f_{sw} | 10 kHz |
| Conventional circuit | Boost inductor | 2.2 mH |
| | Interconnected inductor | 4.2 mH (%Z=1%) |
| Boost inverter | Boost inductor | 39 µH |

Table 1. Simulation conditions.



流入力に対し,正弦波の電圧出力が得られていることから, インバータ動作を確認することができる。また,出力側コ ンデンサ電圧 V_{Ca}, V_{Cb}が入力電圧値以上で制御できており, 昇圧,降圧動作を同時に達成出来ていることが分かる。

図 10 に入力インダクタ電流の拡大波形を示す。図 10 より,出力コンデンサ電圧 V_{ca},V_{cb}に対する動作期間の電流 波形を確認することができ,入力インダクタを DCM により 2 つの昇圧チョッパ間で共有できていることが分かる。な お,V_{ca},V_{cb}を制御する期間との間にスイッチング周波数に 対して 1%の電流ゼロ期間 doを設けている。

図11に昇圧型インバータにおける系統側中性点電位のシ ミュレーション結果を示す。図11の波形より、中性点電位 は出力側コンデンサ電圧の平均値で一定に維持されてお り、電圧リプル10Vと非常に小さいことから、系統側に対 する電位変動はほとんど発生しないことを確認した。

〈5·2〉 損失解析

図12に損失解析結果を示す。なお、比較のため従来型と する昇圧チョッパ+インバータ構成における損失解析を行 なった。図12より、従来型の変換器と比較して昇圧型イン バータでは損失を低減できていることが分かる。損失の内 訳では、半導体損失は従来型の4.7Wと比較して昇圧型イン バータが7.6Wと38.2%大きく発生していることが分かる。 これは、回路動作時に各素子を通過する電流実効値が従来 型と比較して大きくなるためである。一方でインダクタの 損失をみると、従来型では昇圧チョッパ側、インバータ側 に接続されているインダクタにより13.7Wと大きな損失が 発生するが、昇圧型では小容量のインダクタで構成される ため、インダクタ損失が6.6Wと51.8%小さくなる。その結 果、インダクタ電流を共有化することで、従来型と比較し て変換器の損失低減が可能となる。

6. 実機検証

図13に昇圧型インバータの実験構成を示す。本実験では、 提案回路の基礎動作を検証するため、出力側に抵抗負荷を 接続して試験を行った。なお、昇圧型インバータのインダ クタは(10)式より臨界モードで設計した最小値に対して 10%のマージンを確保した値を適用し、設計時の出力電力動 作時に臨界モードとならないよう設定した。

図 14, 15 に提案する昇圧型インバータの出力電力 100W 時における各動作波形を示す。図 14 より直流入力 100 V に 対して,正弦波出力 AC100 V 動作を確認した。また,出力 電流波形の THD は 1.4%であり,良好な出力が得られている ことが分かる。図 15 の各出力側コンデンサ電圧に着目する と,指令どおり出力周波数で電圧が振動しており,また電 圧平均値が一定に制御されていること,加えて出力側コン デンサ電圧が入力電圧より高い値が維持できていることか ら,電圧制御が正常に動作していることを確認した。

図 16 にインダクタ電流の拡大波形を示す。図 16 の結果 から、インダクタ電流が DCM で動作出来ていることが分か る。なお、出力側コンデンサ電圧 Vcaを制御する期間と Vca



Fig. 10. Operation waveform of inductor current.



Fig. 11. Waveform of neutral point voltage.



Fig. 12. Loss analysis of conventional and proposed circuits.



Fig. 13. Experimental circuit diagram.

を制御するモード間にゼロ期間が発生しているのは do であ り,それぞれ図 6 の電流動作を実機検証により確認した。 以上より,提案する昇圧型インバータの動作を確認し,昇 圧用インダクタ 1 個で各昇圧チョッパの電流を共有するこ とができ,同時に正弦波出力動作を実現できることを確認 した。

7. 結論

本論文では、マイクロインバータ向け DC/AC 変換器の小型化を目的として、昇圧インダクタ 1 個で実現可能な昇圧 型インバータを提案し、昇圧インダクタの設計検討、シミ ュレーションによる動作検証および各回路方式における変 換器損失を行なった。その結果、提案手法により、インダ クタ損失を従来型と比較して 51.8%低減できることを確認 し、効率改善が可能であることを確認した。さらに、昇圧 型インバータの実機実験により動作を確認し、昇圧インダ クタ1 個で DC/AC 変換動作が可能であることを確認した。 今後は、300W 時の動作検証、系統連系時の動作検証並びに 効率測定を行う予定である。

文 献

- (1) 山口大輝,藤田英明:「昇圧チョッパと連系インバータの協調制御を 用いた電灯動力共用結線用ソーラーパワーコンディショナ」,電学 論 D, Vol. 136, No. 9, pp. 655-661 (2016)
- (2) 鵜野将年, 久木田明夫:「太陽電池用部分影補償器を統合した PWM コンパータ」, 電学論 D, Vol. 137, No. 3, pp. 274-281 (2017)
- (3) R. Chattopadhyay, S. Bhattacharya, N. C. Foureaux, I. A. Pires, H. de Paula, L. Moraes, P. C. Cortizio, S. M. Silva, B. C. Fil-ho, and Jose A. de S. Brito,"Low-Voltage PV Power Integration into Medium Voltage Grid Using High-Voltage SiC Devices",IEEJ Journal of Industry Applications, vol.4, no.6, pp.767-775, 2015.
- (4) S. Saridakis, E. Koutroulis and F. Blaabjerg, "Optimization of SiC-Based H5 and Con-ergy-NPC Transformerless PV Inverters," in IEEE Journal of Emerging and Selected Top-ics in Power Electronics, vol. 3, no. 2, pp. 555-567, June 2015.
- (5) S. Yamaguchi, and T. Shimizu,"Single-phase Power Conditioner with a Buck-boost-type Power Decoupling Circuit",IEEJ J. Industry Applications, vol.5, no.3, pp.191-198, 2016.
- (6) C. Liao, W. Lin, Y. Chen, C. Chou : "A PV Micro-inverter With PV Current Decoupling Strategy", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 32, No. 8, pp. 6544-6557 (2017)
- (7) M. A. Rezaei, K. Lee, A. Q. Huang: "A High-Efficiency Flyback Micro-inverter With a New Adaptive Snubber for Photovoltaic Applications", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 31, No. 1, pp. 318-327 (2016)
- (8) M. Jang, V. G. Agelidis: "A Minimum Power-Processing-Stage Fuel-Cell Energy System Based on a Boost-Inverter with a Bidirectional Backup Battery Storage", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 26, No. 5, pp. 1568-1577 (2011)
- (9) R. O. Caceres and I. Barbi, "A boost DC-AC converter: analysis, design, and experimen-tation," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 14, no. 1, pp. 134-141, Jan. 1999.
- (10) D. B. W. Abeywardana, B. Hredzak and V. G. Agelidis, "An Input Current Feedback Method to Mitigate the DC-Side Low-Frequency Ripple Current in a Single-Phase Boost Inverter," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, no. 6, pp. 4594-4603, June 2016.
- (11) W. Zhao, D. D. C. Lu and V. G. Agelidis, "Current Control of Grid-Connected Boost Inverter With Zero Steady-State Error," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 26, no. 10, pp.



Fig. 14. Experimental waveform of input and output.



Fig. 15. Experimental waveform of output capacitor voltage



2825-2834, Oct. 2011.

- (12) Y. Tang, Y. Bai, J. Kan and F. Xu, "Improved Dual Boost Inverter With Half Cycle Modulation," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 32, no. 10, pp. 7543-7552, Oct. 2017.
- (13) T. Morita et al., "650 V 3.1 m Ω cm² GaN-based monolithic bidirectional switch using normally-off gate injection transistor," 2007 IEEE International Electron Devices Meeting, Washington, DC, 2007, pp. 865-868.
- (14) H. N. Le, K. Orikawa and J. I. Itoh, "Circuit-Parameter-Independent Nonlinearity Compensation for Boost Converter Operated in Discontinuous Current Mode," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 64, no. 2, pp. 1157-1166, Feb. 2017.