

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 系統連系インバータの実機検証

学生員 渡辺 大貴 学生員 小岩 一広 正員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

正員 大沼 喜也 正員 宮脇 慧 (長岡パワーエレクトロニクス株式会社)

Experimental Verification of an electrolytic capacitor less grid connected inverter with an Active Buffer

Hiroki Watanabe, Student Member, Kazuhiro Koiwa, Student Member, Jun-ichi Itoh, Member (Nagaoka University of Technology)

Yoshiya Ohnuma, Member, Satoshi Miyawaki, Member (Nagaoka power Electronics Co.Ltd.)

This paper discusses a circuit configuration for a single-phase voltage source inverter that features power decoupling function. Generally, the converter connected to a single-phase grid is required to decouple the power ripple with a twice frequency that of the power supply. The proposed circuit compensates the single-phase power ripple by using an active buffer with small capacitors. In this paper, the fundamental operations of the proposed converter are confirmed by experimental results. Then, the proposed converter is evaluated with the maximum power point tracking (MPPT) in a grid connection. From the experimental results, the output current THD is 3.51%, the ratio of the input current is 14.3% and the output power factor is over 99%.

キーワード：電圧形インバータ，系統連系，単相電力脈動，最大電力点追従制御(MPPT)

Keywords : voltage source inverter, grid connected, single phase power ripple, Maximum power point tracking(MPPT)

1. はじめに

近年，地球温暖化などの環境問題を背景に，太陽光発電(以下 PV)の利用に注目が集まっている。また，PV パネルの性能向上や，汎用性などのメリットから，メガソーラー，家庭用発電，スマートハウスなど，容量問わず需要が急増している。

一般に，PV を系統へ連系させる場合，チョップパ回路と系統連系するインバータの二つの回路から構成される⁽¹⁾。また，ソーラーエネルギーを効率よく系統へ連系するために，チョップパに最大電力点追従制御(MPPT)が必要となる⁽²⁾⁽³⁾。

単相系統へ連系する場合，負荷の瞬時電力は単相系統の2倍の周波数で脈動する。そのため，DC リンクにエネルギーバッファとして大容量の電解コンデンサが必要となる⁽⁴⁾。その結果，装置の大型化や，電流リップル，内部温度が原因で寿命が短くなり，電力変換器のメンテナンス回数が増加する⁽⁵⁾。

本論文では，これらの問題を解決するため，小容量のコンデンサで単相電力脈動を補償可能なアクティブバッファ回路を接続した単相電圧形インバータを提案する。提案回路は，アクティブバッファ回路によって単相電力脈動を補償するため，DC リンクに大容量の電解コンデンサを必要としない。また，アクティブバッファ回路は入力電圧を昇圧可能である。したがって，アクティブバッファ回路により，インバータ入力電圧を系統電圧より高い電圧に昇圧することで，入力電圧が低くても系統連系が可能である。さらに，

本回路は入力電流を PV パネルの最大動作時の電流値に制御することで，最大動作点での動作を可能にする。

提案回路とその制御手法の妥当性を検証するため，200W の試作機で実験を行った。また，損失分離を行い，システム全体の損失の主要原因を把握することで，効率改善に対する考察を行った。実験結果より，負荷力率 99%，インバータ出力電流ひずみ率(THD)3.5%，入力電流リップル 14.3%となり，良好な結果を確認したので報告する。

2. 回路構成

図 1 に提案回路を示す。提案回路は DC/DC コンバータ，アクティブバッファ，電圧形インバータを接続した構成となる。共振形 DC/DC コンバータはオープンループで動作させ，入力電圧を 5 倍に昇圧する。また，ZCS(Zero Current Switching)を適用し，トランス一次側電流がゼロクロス時にスイッチングを行うことで，スイッチング損失を低減できる。アクティブバッファは昇圧チョップパと単相電力脈動補償用のバッファキャパシタ C_5 で構成する。一般的な昇圧チョップパとインバータの構成と比較し，部品点数は変わらないものの，バッファキャパシタ C_5 で単相電力脈動を補償するため，DC リンクに大容量の電解コンデンサを必要としない。インバータはインバータ入力電圧を Automatic Voltage Regulator(AVR)によって制御する⁽⁶⁾⁽⁷⁾。また，系統と連系するため，Automatic Current Regulator(ACR)によってインバータ出力電流を制御する。

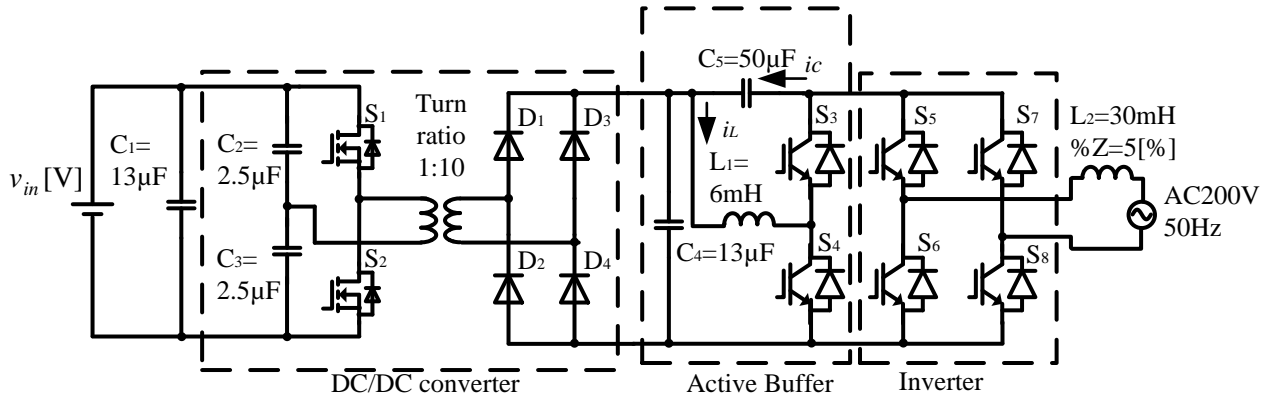


Fig.1. Proposed circuit.

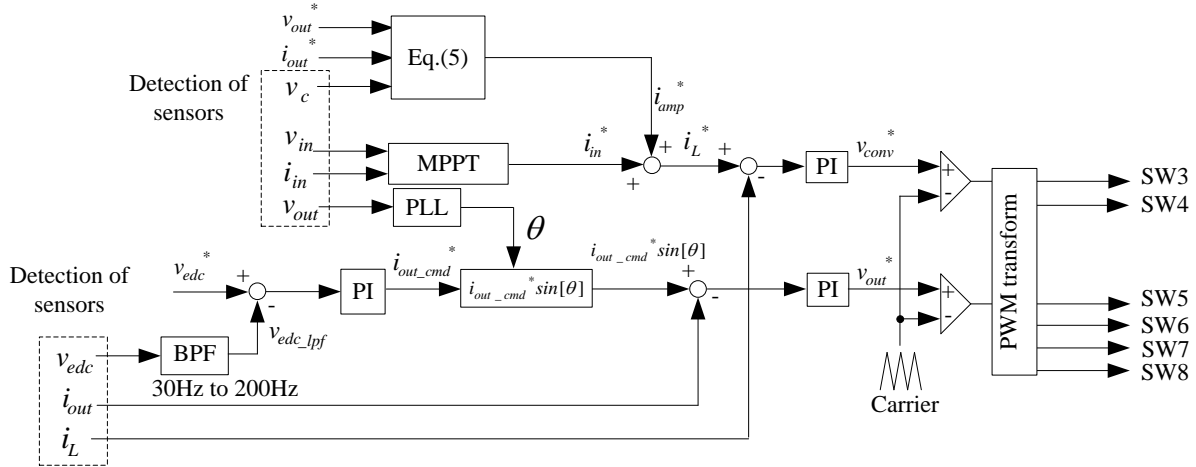


Fig.2. Block diagram of control circuit.

3. 制御方式

〈3・1〉 単相電力脈動補償原理

出力電圧と電流を正弦波、負荷力率 1 とするとき、瞬時出力電力 p_{out} を(1)式に示す。

$$p_{out} = V_{acp} I_{acp} \sin^2(\omega t) \\ = \frac{1}{2} V_{acp} I_{acp} - \frac{1}{2} V_{acp} I_{acp} \cos(2\omega t) \quad (1)$$

(1)式において、 V_{acp} は単相電圧最大値、 I_{acp} は単相電流最大値、 ω は系統の角周波数である。(1)式より、単相瞬時電力は系統角周波数の 2 倍の周波数で脈動する。入力瞬時電力を一定にするには、第 2 項の脈動分をアクティブバッファで補償すればよい。よって、アクティブバッファの瞬時電力 p_{buf} は(2)式で制御する。

$$p_{buf} = -\frac{1}{2} V_{acp} I_{acp} \cos(2\omega t) \quad (2)$$

(2)式において、アクティブバッファはエネルギーを充放電するのみで、定常的には電力を出力しない。また、アクティブバッファで電力脈動分を発生させるため、入力瞬時電力は(1)式における第 1 項と一致し、一定となる。

$$p_{in} = \frac{1}{2} V_{acp} I_{acp} = V_{in} I_{in} \quad (3)$$

図 2 に提案回路の制御ブロック図を示す。アクティブバッファはフィードフォワード制御による単相電力脈動補償と MPPT を行う。一方、インバータには系統連系するための ACR と、インバータ入力電圧を制御するための AVR を適用する。

〈3・2〉 バッファリアクトル ACR 指令値生成

バッファリアクトル L_1 には、トランス二次側電流と、バッファキャパシタの放電電流 i_c が流入する。よって、PI 制御の電流指令値に i_c に相当する指令値を加算することで、バッファキャパシタの充放電量を制御することができる。バッファリアクトル電流指令値 i_L^* の式を(4)式に示す。

$$i_L^* = I_{amp}^* + I_{in}^* = \frac{P_{out}}{V_c} \cos(2\omega t) + I_{in}^* \quad (4)$$

(4)式において、 i_{amp}^* はバッファキャパシタ電流 i_c と等しい。バッファキャパシタは負荷電力に応じて充放電を行う必要がある。よって、負荷電力 p_{out} とバッファキャパシタ電圧 v_c よりバッファキャパシタ電流 i_c は(5)式となる。

$$i_c = I_{amp}^* = \frac{P_{out}}{V_c} \cos(2\omega t) \quad (5)$$

(4)式と(5)式より、バッファリアクトル電流指令値 i_L^* は入力電流 i_{in}^* とバッファキャパシタの放電電流 i_c の和に等しい。バッファリアクトル電流 i_L は(4)式より、系統周波数の2倍の周波数で変動する。(5)式によりバッファキャパシタの充放電量を決定する。

〈3・3〉 最大電力点追従制御(MPPT)

図3にMPPTの動作原理を示す。ここで、提案回路では山登り法を適用した。入力電圧 v_{in} と入力電流 i_{in} より電力を算出し、最大電力動作点付近となるように入力電流 i_{in} を増減する。本制御はMPPTを4つの動作モードから実現する。Phase1では入力電流 i_{in} を増加しながら入力電力 p_{in} を監視し、最大電力動作点 P_{max} を検出する。phase2では最大動作点と検出電力を比較し、電力検出値が最大動作点に対して20%低下したら電流の増減を切り替える。この時最大電力点をリセットし、Phase3とPhase4では入力電流を減少させながら上記の動作を繰り返す。よって入力電流 i_{in} は(6)式の範囲内で変動する。ただし、 i_{mpp} は最大動作点時の入力電流である。

$$i_{in} = \pm 0.8i_{mpp} \quad (6)$$

〈3・4〉 インバータ入力電圧制御、インバータ出力電流制御

インバータ入力電圧 v_{edc} と入力電圧 v_{in} とバッファキャパシタ電圧 v_c の関係を(7)式に示す。

$$V_{edc} = V_{in} + V_c \quad (7)$$

この時、入力電圧 v_{in} はPVパネルの電力変動、及びMPPTに応じて変動する。 v_{edc} を一定に制御するには、 v_c を v_{in} の変動に応じて増減すればよい。PIの電圧指令値 v_{edc}^* は系統電圧ピーク値より高く設定する。バッファキャパシタ電圧は系統周波数の2倍の周波数で変動しているため、インバータ入力電圧は電圧指令値を平均値として変動する。電圧指令値が一定値の場合、PI出力が変動し、インバータ出力電流にひずみが重畳する。そこでインバータ入力電圧検出値に対してバンドパスフィルタ(BPF)を通過させることで、インバータ入力電圧の平均値のみに対してPI制御を行う。その際、AVRの応答速度はフィルタの遅れを考慮し、十分遅くなるように設計する。また、提案回路は系統連系を行うため、ACRによってインバータ出力電流 i_{out} を制御する。その際、系統電圧に対して電流位相を同期させるため、PLL(Phase locked loop)を適用する。

4. 実機検証

本論文で提案する回路とその制御方式の妥当性を検証するため、定格200Wの試作機を製作し、実機検証を行う。

図4に定格動作時の実験結果を示す。表1に実験条件を示す。DC/DCコンバータのキャリア周波数は150kHz、アクティブバッファ及びインバータのキャリア周波数は16kHzに設定した。連系リアクトルは30mH(%Z=5%)とした。また、バッファキャパシタは50μFを使用した。図4(a)より、定格

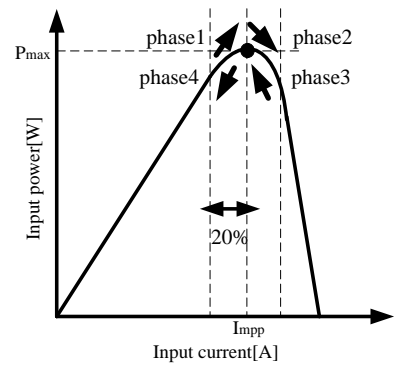
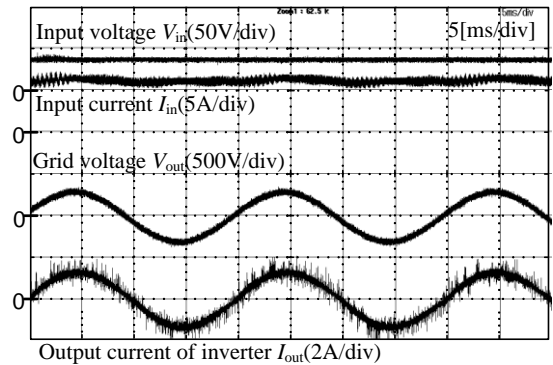


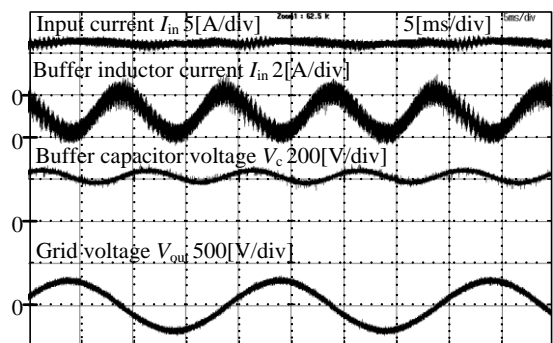
Fig.3. Method of the maximum power point tracking.

Table1. Experimental condition.

Rated Power P_{out}		200W
Input voltage V_{in}		36V
Grid voltage V_{out}		200V
Grid frequency f		50[Hz]
Carrier frequency f_{sw}	DC/DC converter	150[kHz]
	Active buffer, Inverter	16[kHz]
Response angular frequency	ACR(active buffer)	4000[rad/s]
	ACR(Inverter)	4000[rad/s]
	AVR	50[rad/s]



(a) Input and output waveforms.



(b) Capacitor voltage and buffer inductor current waveforms.

Fig.4. Experimental results.

動作時の負荷力率は 99% となり、系統連系出来ていることを確認した。また、インバータ出力電流 THD は 3.5% となり、正弦波が出力できていることを確認した。また、図 4(b) より、バッファキャパシタ電圧を 100Hz で制御できていることを確認した。

図 5(a) に出力電力に対する効率及び負荷力率を示す。図 5(a) より、最高効率は DC/DC コンバータで 96.2%、アクティブバッファ、インバータで 95.5% を達成した。図 5(b) に出力電力に対するインバータ出力電流 THD、入力電流リップル率を示す。図 5(b) より、入力電流のリップル率は最高で 12.3% まで低減できており、インバータ出力電流 THD は 100W 以上の条件で 5% 以内に低減できていることを確認した。

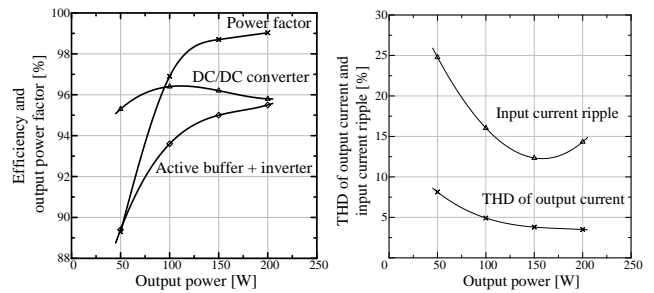
図 6 に定格 200W 時の各変換機における損失分離の結果を示す。全体の損失の 45% が DC/DC コンバータ、40% がアクティブバッファ、15% がインバータで占めている。バッファリアクトルはスイッチング周波数を上げることで小型化が可能であり、効率改善が期待できる。図 7 に MPPT の実験結果を示す。実験結果より、最大入力電力が 100W、150W、200W 時において、理論上の最大電力点付近に制御できていることを確認した。最大入力電力が 200W 時に電力変動が異なる原因として、入力電流リミットを 8A に設定しているためである。よって電流リミットをあげることで改善できる。

5. まとめ

本論文では、単相電力脈動を補償するアクティブバッファを有する電解コンデンサレス単相電圧形インバータを提案した。今回 200W の試作機を作成し、実験において有用性を確認した。実験結果より、入力電流リップル率 12.3%、出力電流 THD 3.5%、最高効率は DC/DC コンバータで 96.2%、アクティブバッファ、インバータで 95.5% を達成した。損失分離より、全体の損失の 45% が DC/DC コンバータ、40% がアクティブバッファ、15% がインバータで占めていることを確認し、効率改善に対する考察を行った。また、MPPT の実験結果より、最大入力電力を理論上の最大電力点付近に制御できていることを確認した。今後の予定として、バッファキャパシタとバッファリアクトルの容量評価を行う。

文 献

- (1) 大沼喜也, 伊東淳一: 「アクティブバッファを有する単相電流形インバータの実機検証」, 平成 24 年電気学会産業応用部門大会, Vol. , No. 1-29, pp. (2012)
- (2) 大沼喜也, 伊東淳一: 「アクティブバッファを有する電流形インバータと昇圧チョッパを有する電圧形インバータの比較検討」, 電気学会全国大会, Vol. 4, No. 4-036, pp. 63-64 (2012)
- (3) 竹内一平, 金井康通, 黒川浩助: 「太陽電池単セル昇圧回路への MPPT 制御の適用」



(a) Efficiency and power factor. (b) THD and current ripple.

Fig.5. Load characteristics.

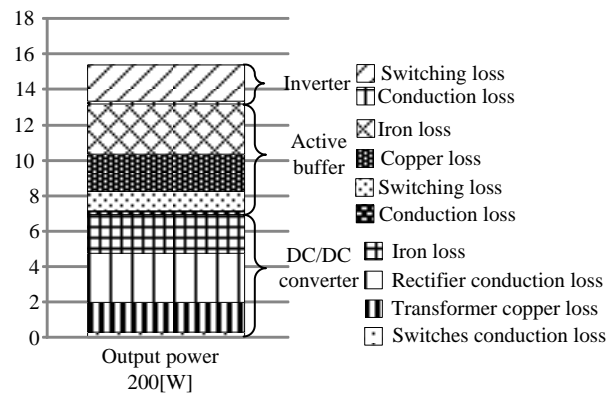


Fig.6. Property of the loss simulation.

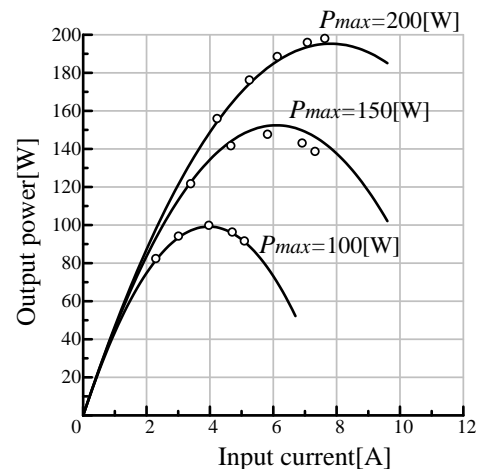


Fig.7. Experimental result of MPPT.

- (4) 渡辺大貴, 小岩一広, 伊東淳一: 「アクティブバッファ回路を有する昇降圧形 DC/AC コンバータの実機検証」, 平成 24 年度電気関係学会北陸支部連合大会, Vol. , No. A-78, pp. (2012)
- (5) Y. Ohnuma, J. Itoh: "Comparison of Boost Chopper and Active Buffer as Single to Three Phase Converter", IEEE ECCE2011, Vol. , No. , pp. 515-521 (2011)
- (6) 杉本, 小山, 玉井: 「AC サーボシステムの理論と設計の実際」, 総合電子出版社 (1990)
- (7) 金 東海: 「パワースイッチング工学」, 電気学会(2003)