

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 太陽光発電用系統連系インバータの開発

渡辺 大貴* 小岩 一広 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

大沼 喜也 宮脇 慧 (長岡パワーエレクトロニクス株式会社)

Development of electrolytic capacitor less Photo Voltaic grid connected inverter with boost-up type active buffer.

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

Yoshiya Ohnuma, Satoshi Miyawaki (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 has bulky DC link capacitor such as electronic in order to decouple the power ripple with a twice frequency that of the power supply. The power ripple in the proposed circuit is compensated by 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 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%. In addition, the buffer reactor inductance value is reduced to 77% when the carrier frequency is 64kHz. Finally, from the loss analysis results, the switching loss was confirmed to increase by increasing the switching frequency.

キーワード：太陽光発電，系統連系インバータ，単相電力脈動，損失解析
(photovoltaic, grid connected inverter, power ripple compensation, loss analysis)

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。PV は化石燃料を用いた発電方式に比べ，二酸化炭素排出量が少ない，太陽電池の接続数を変更することで，発電量を柔軟に設計可能といったメリットがあり，メガソーラー，家庭用発電，スマートグリッドなどに対して需要が急増している。

一般に，PV を単相系統へ連系させる場合，昇圧チョッパ回路と系統連系インバータの二つの回路から構成される。また，チョッパ回路には最大電力点追従制御(MPPT)を適用し，ソーラーエネルギーを効率よく系統へ連系する。

単相系統へ連系する場合，連系点の瞬時電力は単相系統の2倍周波数で脈動する。一方，PV から発電する電力は，電源周期レベルではほぼ一定であることが望ましいため，エネルギーバッファ(キャパシタ，リアクトル)を用いて系統側の瞬時電力脈動を補償する必要がある。そのため，昇圧チョッパ回路と系統連系インバータの接続点である直流中間に大容量の電解コンデンサが必要となり，装置が大型化する。また，電流リップルにより電解コンデンサの内部温度

が上昇し，PV インバータの寿命が短くなる。この問題に対し，DC アクティブフィルタやアクティブパワーデカップリング方式に注目が集まっている⁽¹⁾⁽⁶⁾。大容量キャパシタやインダクタを用いたパッシブ方式に比べ，小容量のキャパシタで単相電力脈動を補償することが可能なため，バッファキャパシタにフィルムキャパシタや積層セラミックキャパシタが適用可能である。その結果，電解コンデンサが不要となり，長寿命化が期待できる。しかしながら，キャパシタの充放電を制御するためのスイッチング素子が追加が必要となるため，コストや部品点数が増加する。

これまでに著者らは，昇圧チョッパをベースとした昇圧形アクティブバッファ回路を提案している⁽⁷⁾。提案回路のバッファキャパシタには小容量キャパシタが適用可能であり，追加素子もバッファキャパシタのみとなるため，長寿命化，小型化が期待できる。ここでは，200W の試作機を製作し，提案回路の動作検証を行う。また，スイッチング周波数の最適化を行い，バッファリアクトルが小型化可能であることを実験より検証する。最後に損失解析を行い，損失の主要因を明確化する。

本論文の構成は以下のようになっている。まず2章にお

いて小容量キャパシタで単相電力脈動補償可能な提案回路について述べる。次に、3章で単相電力脈動補償を実現する制御方式について説明する。最後に、4章では試作機による動作検証の結果を実験結果より示す。また、シミュレーションを用いて損失解析を行い、さらなる小型化と高効率化を達成する手法について示す。

2. 回路構成

〈2・1〉従来回路 図1に代表的なパワーコンディショナの従来回路を示す。絶縁形 DC/DC コンバータと昇圧チョッパで入力電圧を昇圧し、インバータで系統連系する。しかし、直流中間部に単相電力脈動を吸収するための大容量電解コンデンサが必要となり、装置の大型化や短寿命化が問題となる。

〈2・2〉システム構成 図2に想定する系統連系システム構成を示す。本システムは従来回路における昇圧チョッパを提案回路に置き換え、絶縁共振形 DC/DC コンバータ、昇圧形アクティブバッファ、系統連系インバータで構成される。まず、DC/DC コンバータで入力電圧を 200V まで昇圧する。次に昇圧形アクティブバッファで入力電圧を 400V に昇圧し、同時に単相電力脈動補償を行う。最後に系統連系インバータで系統と連系する。提案システムは昇圧を DC/DC コンバータとアクティブバッファの2段階で行うことで、DC/DC コンバータのトランス巻き数比を低減し、トランスを小型化している。

〈2・3〉絶縁共振形 DC/DC コンバータ 図3(a)に絶縁共振形 DC/DC コンバータの回路図を示す。本回路は入力電圧 V_{in} を 10 倍に昇圧する。また、Zero Current Switching (ZCS) 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する。さらに、スイッチング周波数を 100kHz 以上の高周波駆動とすることで、トランスを小型化する。

〈2・4〉提案回路 図3(b)に提案する昇圧形アクティブバッファを示す。アクティブバッファは昇圧チョッパと単相電力脈動補償用のバッファキャパシタ C_5 、バッファリアクトル L_1 で構成される。従来の昇圧チョッパとインバータ構成と比較し、部品点数は変わらないものの、バッファキャパシタ C_5 はフィルムキャパシタや積層セラミックキャパシタが適用可能であり、直流中間部に大容量の電解コンデンサを必要としないため、長寿命化が期待できる。

一方、バッファリアクトルのインダクタンスは、リップル電流の大きさより設計する。バッファリアクトル L_1 のインダクタンス値とスイッチング周波数の関係は、ファラデーの法則より(1)式となる。

$$L = \frac{V_{inab} - V_{dc} - V_{inab}}{\Delta I_L f_{sw} V_{dc}} \dots \dots \dots (1)$$

ここで、 V_{inab} はアクティブバッファ入力電圧、 V_{dc} は直流中間電圧、 ΔI_L はバッファリアクトル電流リップル、 f_{sw} はスイッチング周波数である。(1)式より、バッファリアクトルのインダクタンス値はスイッチング周波数に反比例する。

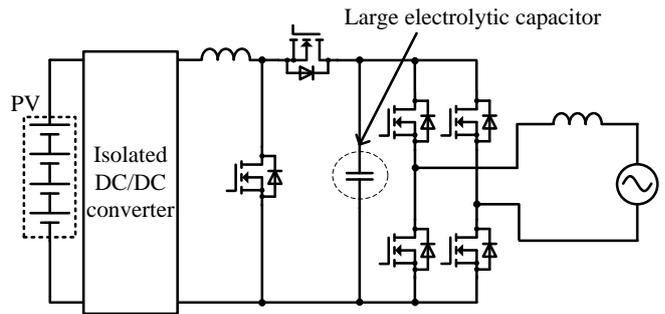


Fig.1. Conventional circuit.

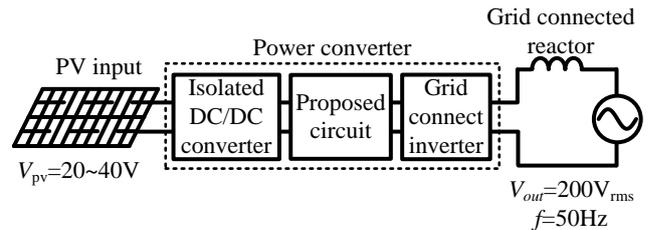
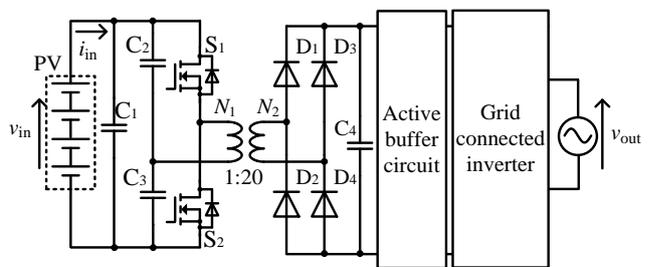
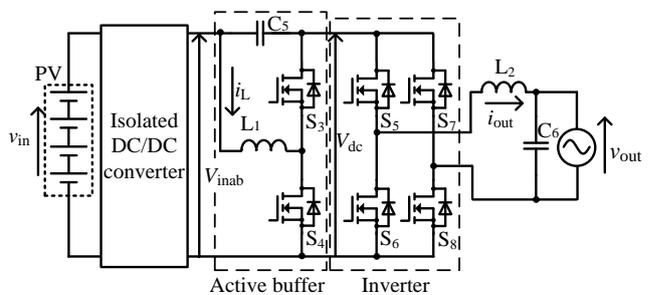


Fig.2. Grid connected system for PV.



(a) Isolated resonance DC/DC converter.



(b) Active buffer, inverter circuit.

Fig.3. Proposed circuit.

図4にリップル率を 30%一定としたときのインダクタンス値の試算結果を示す。図4より、スイッチング周波数を 64kHz に設定した場合、インダクタンスは 2.7mH となり、16kHz 時と比較して 77%低減されていることがわかる。

3. 制御方式

まず、単相電力脈動の補償原理について述べる。図5に入力電力と出力瞬時電力、アクティブバッファの補償電力の関係図を示す。出力電圧と電流を正弦波、負荷力率を 1 とするとき、瞬時出力電力 p_{out} を求めると(2)式になる。

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

(2)式において、 V_{out} は系統の単相電圧最大値、 I_{out} は単相電流最大値、 ω は系統の角周波数である。(2)式より、単相瞬時電力は系統角周波数の 2 倍周波数で脈動することがわかる。したがって、入力瞬時電力 p_{in} を一定にするには、第 2 項の脈動分をバッファキャパシタでアクティブに補償すればよい。よって、エネルギーバッファの瞬時電力 p_{buf} は(3)式で制御する。

$$p_{buf} = -\frac{1}{2} V_{out} I_{out} \cos(2\omega t) \dots\dots\dots (3)$$

(3)式において、アクティブバッファはキャパシタからエネルギーを吸収または放出するのみで、定常的には電力を出力しない。以上より、入力瞬時電力は(2)式における第一項と一致し、一定となる。

$$p_{in} = \frac{1}{2} V_{out} I_{out} = V_{in} I_{in} \dots\dots\dots (4)$$

ここで、キャパシタで吸収または放出する充放電するエネルギー ΔE はキャパシタ容量を C 、端子電圧を ΔV とすれば(5)式で表される。

$$\Delta E = \frac{1}{2} C \Delta V^2 \dots\dots\dots (5)$$

(5)式より、大容量の電解コンデンサを用いた場合、 C を大きくすることにより、補償するエネルギー量を確保する。一方、アクティブバッファでは、 ΔV を大きく変動させることで、補償するエネルギー量を確保するので、小容量のキャパシタで実現できる。

図 6 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、入力電力を最大電力点付近に制御するための MPPT を行う。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。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。

〈3.1〉 バッファリアクトルの電流制御 バッファリアクトル L_1 には、PV の出力に応じた電流と、バッファキャパシタの電圧を制御するための放電電流 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電力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^* は(6)式にて表せられる。

$$i_L^* = \frac{P_{out}}{v_c} \cos(2\omega t) + i_{in}^* \dots\dots\dots (6)$$

また、バッファリアクトル電流 i_L は(6)式より、系統周波数の 2 倍の周波数で変動する。

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指令 i_c^* は(7)式となる。

$$i_c^* = \frac{P_{out}}{v_c} \cos(2\omega t) \dots\dots\dots (7)$$

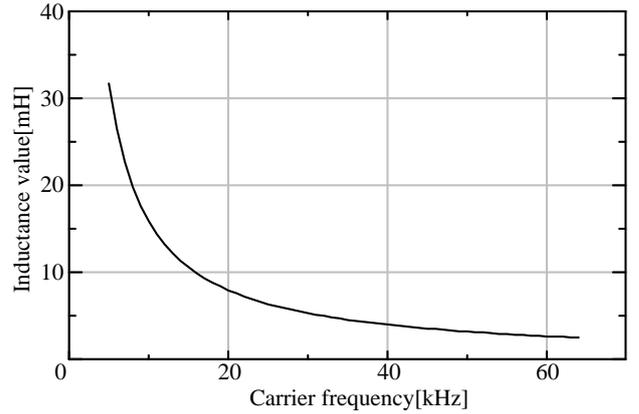


Fig.4. Relationship between buffer inductance and carrier frequency.

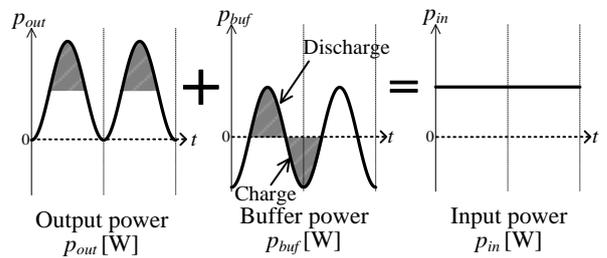


Fig.5. Compensation principle of the power ripple.

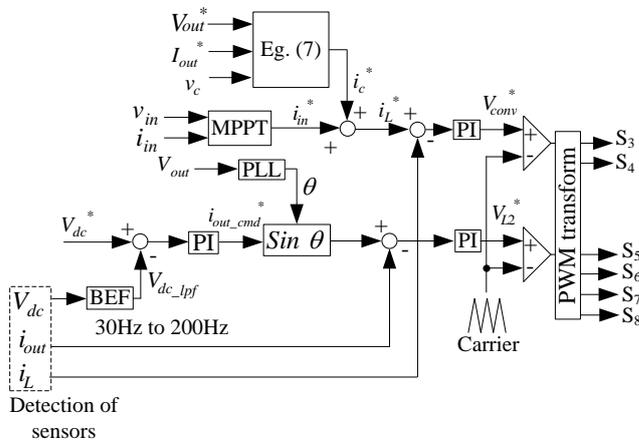


Fig.6. Control block diagram.

〈3.2〉 インバータ制御 インバータ入力電圧 v_{dc} 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(8)式に示す。

$$v_{dc} = v_{in} + v_c \dots\dots\dots (8)$$

この時、入力電圧 v_{in} は PV パネルの電力変動、および MPPT に応じて緩やかに変動する。そこで、 v_{dc} の平均値を一定に制御するには、 v_c の平均値を v_{in} の変動に応じて増減すればよい。 v_c は系統周波数の 2 倍の周波数で変動しているため、インバータ出力電流に周波数成分が重畳し、総合ひずみ率 (THD) が悪化する。そこで、インバータ入力電圧検出値に対して帯域除去フィルタ (BEF) を適用する。その際、フィルタの遅れを考慮し、AVR の応答速度はフィルタ遅れに対し、十分遅くなるように設計する。

〈3・3〉 最大電力点追従制御 (MPPT) 図 7 に MPPT の動作原理を示す。今回は提案回路に山登り法を適用した⁽⁸⁾。山登り法は入力電力の前回値 P_{n-1} と今回値 P_n を比較することで入力電力を最大電力点付近に制御する。本制御は操作対象を入力電流とし、MPPT を 2 つの動作モードから実現する。

Mode1: 入力電流指令 I_m^* を増加させながら入力電力 P_{in} を監視する。ここで、 I_m^* の増加に伴い、 P_{in} が増加する範囲を領域 1、 I_m を増加すると入力電力 P_{in} が減少する範囲を領域 2 とする。領域 1 において I_m を増加させた場合、入力電力の前回値 P_{n-1} は P_n よりも小さくなる。

また、領域 1 から領域 2 に移行する瞬間、つまり、最大電力点において P_{n-1} と P_{in} の関係は逆転する。よってこの時の前回値を最大電力点 P_{max} に設定する。

Mode2: Mode1 で設定した P_{max} と P_{in} を比較して入力電力をパネル出力の最大電力点に近づけるため、 I_m を制御する。ここで、 P_{th} は電流増減を切り替える閾値である。Mode2 においては最大電力点に対して 20% 低下した電力を P_{th} とし設定し、電流増減を切り替える。

Mode2 移行後は最大電力点をリセットし、入力電流を減少させながら上述の動作を繰り返す。よって、 P_{in} は P_{max} に対し、(9)式に表される範囲内で制御される。

$$P_{th} \leq P_{in} \leq P_{max} \dots \dots \dots (9)$$

(9)式より、電力閾値 P_{th} を高く設定することで、より最大電力点付近での制御が可能である。

4. 実機検証

〈4・1〉 定格動作試験 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 8 に定格動作時の実験結果を示す。表 1 に実験条件を示す。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 8(a)において、入力電流は単相電力脈動によって系統周波数の 2 倍周波数で脈動していることが確認できる。一方、図 8(b)において入力電流は単相電力脈動補償を適用することで、一定値に制御できており、入力電流脈動は 97% 低減されている。また、定格動作時の負荷力率は 0.99、インバータ出力電流 THD は 3.5% となり、系統連系されていることを確認できる。

さらに、バッファリアクトル電流およびバッファキャパシタ電圧を 100Hz で制御されていることが確認できる。上記の結果より、定格時において、提案回路および提案制御を用いた単相電力脈動補償、系統連系動作が確認できる。

図 9 に入力電流の高調波解析結果を示す。単相電力脈動補償を適用することで、二次高調波成分が 87.7% 低減されている。よって、単相電力脈動補償によって脈動成分が良好に補償されていることが確認できる。二次高調波が残留する理由として、提案制御は力率 1 を前提に単相電力脈動補償を行っているが、実験結果では力率が完全に 1 ではな

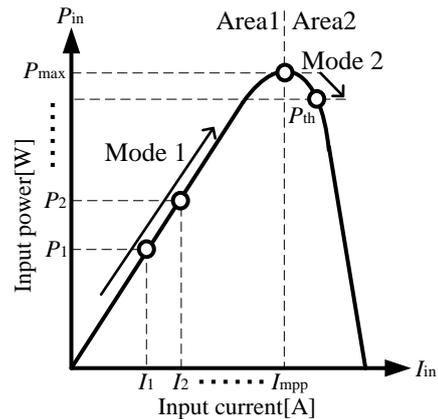
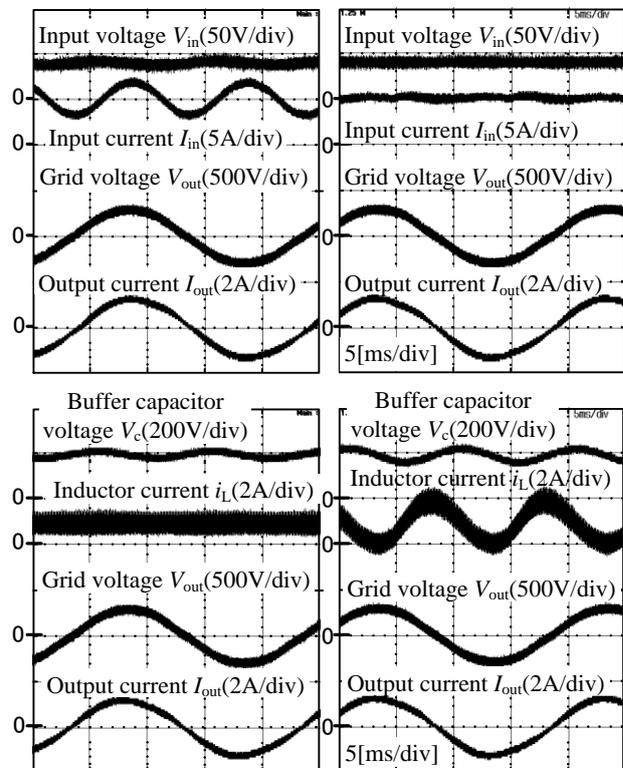


Fig.7. Control method of the MPPT.

Table1. Experimental condition.

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



(a) Without proposed control (b) With proposed control

Fig.8. Experimental results of the power decoupling control.

いため、補償量に誤差が発生していると考える。

〈4・2〉 負荷特性 図 10(a)にアクティブバッファおよびインバータのスイッチング周波数 16kHz 時における出力電力に対する効率および負荷力率を示す。図 10(a)より、最高効率率は 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 10(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 10(b)より、入力電流のリップル率は最大で 12.3%まで低減できている。また、インバータ出力電流 THD は 100W 以上の条件で 5%以内に低減されている。軽負荷時に入力電流リップルが大きい理由として、軽負荷時の力率が負荷側に接続している LC フィルタの進相成分の影響で悪化しているためである。したがって、LC フィルタの進相コンデンサをより小さくすることで、軽負荷時の力率改善および入力電流リップル抑制が期待される。

〈4・3〉 損失解析結果 2章より、スイッチング周波数を増加することでバッファリアクトルが小型化できるが、スイッチング損失が増加し、効率の低下を招く。そこで、各キャリア周波数時における損失解析を行い、損失の主要因を明確化する。

図 11 に損失解析結果を示す。結果より、アクティブバッファ、インバータ共に無負荷損失が支配的であることがわかる。この理由として、変換機の定格 200W に対し、耐圧 1200V、定格電流 35A の SiC をスイッチング素子に用いており、寄生容量が大きいためである。したがって、無負荷損失を低減するには、スイッチング素子を変換機容量に対して最適に選定することで、無負荷損失の低減が期待できる。また、スイッチング損失を低減するための一手法として、アクティブバッファに共振形を適用する。ZVS (Zero Voltage Switching) を適用し、ゼロクロス付近でスイッチングを行うことで、スイッチング損失の低減が期待できる。

図 12 にスイッチング周波数と効率の関係を示す。ただし、バッファリアクトルは 2 章で設計した値を用いた。スイッチング周波数が高い領域では、インバータ、アクティブバッファ共に効率が低下していることがわかる。これは図 13 における無負荷損失とスイッチング損失の増加が原因である。しかし、スイッチング周波数が高い領域においてはバッファリアクトルを小型化できることから、回路の小型化と高効率化はトレードオフの関係がある。したがって、さらなる高効率化、高パワー密度化達成のために、損失定式化を行い、導出した式をもとにパレートフロントを用いてパワー密度に対する効率の特性を評価する必要がある⁽⁹⁾。

〈4・4〉 MPPT 動作試験 図 13 に MPPT の動作試験結果を示す。ここで、今回は直流電源に直列に抵抗器を接続することで、PV 特性を模擬した。また、今回は P_{th} を最大電力点の 20% に設定した。最大入力電力が 100W、150W、200W 時において、設定した閾値電力から最大電力点の範囲で入力電力を制御されていることが確認できる。ここで、最大入力電力が 200W 時に電力変動が 100W、150W 時と異なっている理由として、入力電流のリミット値を 8A に設定して

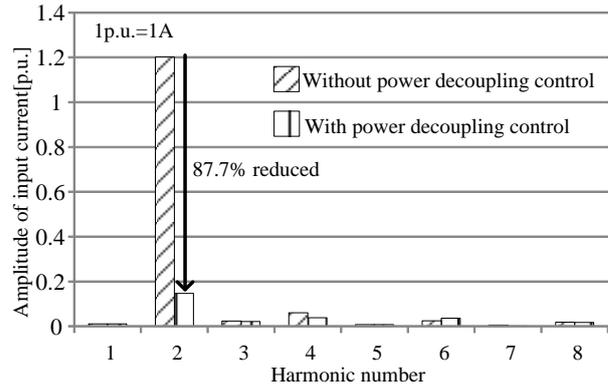
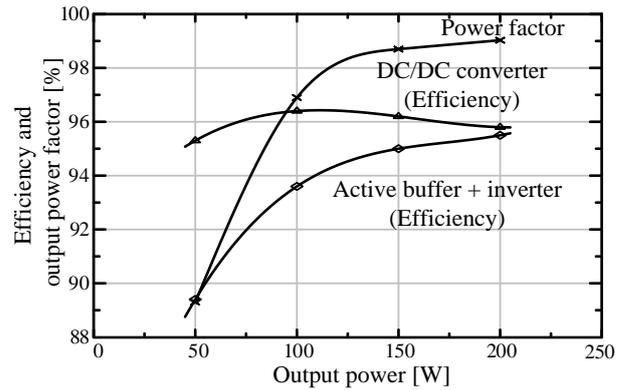
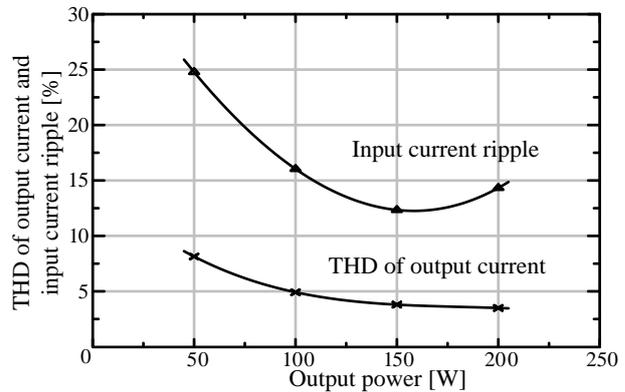


Fig.9. Harmonic analysis.



(a) Efficiency and power factor



(b) Input current ripple and output current THD

Fig.10. Load characteristics.

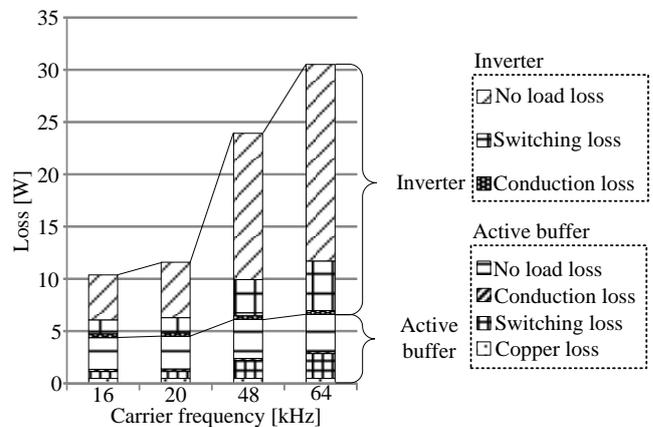


Fig.11. Converter loss analysis results.

いるためである。よって、入力電流リミットを引き上げることで改善が可能である。また、今回は電力変動幅を広く設定しているが、4章で述べたとおり、電力閾値 P_{th} を高く設定することで、より最大電力点付近での制御が可能である。

5. まとめ

本論文では、小容量キャパシタで単相電力脈動補償可能な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単相系統連系インバータを提案した。提案回路は直流中間部に大容量電解コンデンサを必要としないため、長寿命化が期待できる。

定格 200W の試作機による実験結果より、入力電流脈動を 97% 低減出来ていることを確認した。また、出力電流 THD3.5%、負荷力率 99% が得られた。最高効率率は 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。また、MPPT の動作検証を行い、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。

キャリア周波数を増加してバッファリアクトルのインダクタンス値の低減を検討した結果、スイッチング周波数を増加することで、インダクタンス値を 77% 低減可能であることを確認した。

損失解析結果より、無負荷損失が支配的であることを明らかにした。これは使用しているスイッチング素子の寄生容量が大きいためである。また、バッファリアクトルの小型化と高効率化はトレードオフの関係がある。

今後の課題として、損失定式化を行い、導出した式をもとにパレートフロントを用いてパワー密度に対する効率の特性を評価する。また、最大パワー密度時のスイッチング周波数から素子の設計を行う。

文 献

- (1) S. B. Kjaer, JK Pedersen: "A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules", IEEE Trans., Vol. 41, No. 5, pp. 1292-1306 (2005).
- (2) H. Hu, S. Harb, N. Kutkut, I. Batarseh, Z. J. Shen: "Power Decoupling Techniques for Micro-inverters in PV Systems-a Review", ECCE2010, Vol. 32826, No. 2, pp. 3235-3240 (2010)s", IEEE Trans., Vol. 41, No. 5, pp. 1292-1306 (2005).
- (3) T. Shimizu, K. Wada, N. Nakamura: "Flyback-Type Single-Phase Utility Interactive Inverter With Power Pulsation Decoupling on the DC Input for an AC Photovoltaic Module System", IEEE Trans., Vol. 21, No. 5, pp. 1264-1272 (2006)
- (4) D. Cao, S. Jiang, X. Yu: "Low-Cost Semi-Z-source Inverter for Single-Phase Photovoltaic Systems", IEEE Trans., Vol. 26, No. 12, pp. 3514-3523 (2011)
- (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) F. Shinjo, K. Wada, T. Shimizu: "A Single-Phase Grid-Connected Inverter with a Power Decoupling Function " PESC 2007, pp.1245-1249, (2007)
- (7) 渡辺大貴, 小岩一広, 伊東淳一, 大沼喜也, 宮脇慧: 「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

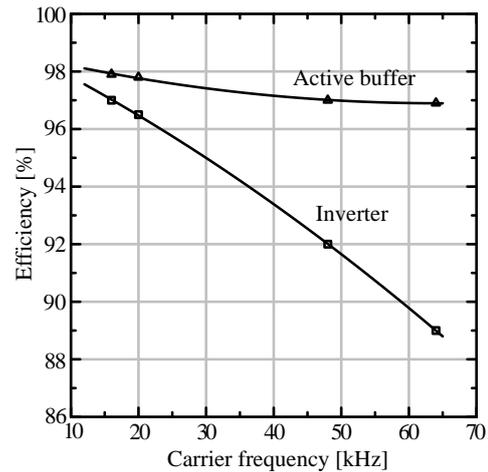


Fig.12. Relationship between carrier frequency and efficiency.

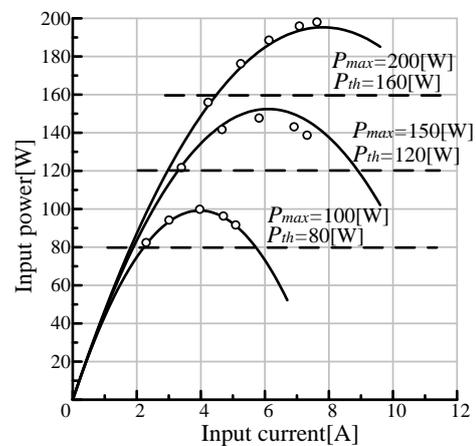


Fig.13. Experimental results of MPPT.

検証」,平成 25 年電気学会産業応用部門大会, Vol. , No. 1-26, pp. (2013)

- (8) 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」
- (9) 櫻原有吾, 伊東淳一, 森田一徳, 宗島正和, 小倉和也: 「パレートフロントカーブを用いた 5 レベルトポロジーの性能比較」, SPC 浜松, Vol. , No. SPC-12-159, EDD-12-066, pp. (2012)