

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

学生員 大沼 喜也, 正員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Experimental Verification of a Single-phase Current Source Inverter with an Active Buffer

Yoshiya Ohnuma, Student Member, Jun-ichi Itoh, Member (Nagaoka University of Technology)

This paper discusses a new circuit configuration and a control method for a single-phase current source inverter with power decoupling function circuit which called active buffer. The proposed converter can achieve low total harmonic distortion (THD) on the output current and at the same time using an active buffer to control low input DC voltage ripple without a large DC inductor which are conventionally required in such converters to decouple the power ripple with a frequency twice that of the power supply. The buffering energy is maintained by the small capacitor, which is controlling the voltage variation in the capacitor by the active buffer. In this paper, the fundamental operations of the proposed converter are confirmed by experimental results. From the experimental results, the output current THD is 4.24%, the ratio of the input voltage ripple is 8.87% and the output power factor (P.F.) is over 99%. In addition, the maximum efficiency of over 94% is obtained.

キーワード：電流形インバータ，系統連係，単相回路，リップル電力

Keywords : current source inverter, utility interface, single-phase circuit, power decoupling

1. はじめに

自然エネルギー促進の観点から太陽光発電に注目が集まり、一般家庭においても太陽電池を設置する需要が急増している。一般的に、発電したエネルギーを効率よく系統へ連係するためには、最大電力点追従法(MPPT)を行うためのチョップと系統連係するためのインバータの2つの回路が用いられる。この代表的な例として、昇圧チョップと電圧形インバータを組み合わせた回路構成が挙げられる⁽¹⁾。この回路は、昇圧リアクトルと系統連係リアクトルの2つの大きなインダクタが必要となり、装置の大型化を招いている。

一方、電流形インバータを用いた系統連係の手法も検討されている⁽²⁾⁻⁽⁴⁾。電流形インバータは、MPPT制御と系統連係制御を1つの回路で実現できることや、電流を直接制御するため系統連係リアクトルが不要となり系統への連係が容易に行えるという特長がある。しかし、電流形インバータに用いる素子はスイッチとダイオードを直列に接続した構成をとる必要があることや、単相系統に連係する場合、系統の2倍周波数の電力脈動の影響で、非常に大きな直流平滑インダクタが必要となる。

本論文では、これらの問題を解決するため、電力脈動を補償するアクティブバッファ回路を接続した単相電流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内のキャパシタで系統の2倍周波数の電力脈動を補償するため、直流平滑インダクタを小さくすることができる。また、アクティブバッファ内で電流を還流する経路を持つため、インバータのスイッチにダイオードを直列接続する必要がない。さらに、提案回路のスイッチ素子は、リカバリーが発生しない(スイッチのボディダイオードを流れる

電流経路が発生しない)ため、提案回路はMOSFETの適用が容易である。

本稿では、はじめに提案回路の構成を示し、動作原理を説明する。次に電力脈動を補償する原理を述べ、系統連係と電力脈動補償を同時に実現する制御方式を提案する。最後に、提案した回路とその制御手法の妥当性を確認するため400Wの試作機で実験を行った。実験により、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。提案回路は電流形インバータにアクティブバッファを付加した回路構成となり、昇圧機能を有する。アクティブバッファ回路は、1つのスイッチ素子と2つのダイオード及び電力脈動のエネルギーを吸収するためのキャパシタで構成する。アクティブバッファのキャパシタは系統電圧より常に高くなるように制御する。そのため系統からキャパシタへの短絡電流は発生しない。また、直流電流はスイッチ素子 Sw_0 とダイオード D_0 を通り還流させる。これにより、力率1の単相系統連係の場合、インバータ回路のスイッチは直列にダイオードを接続する必要がなく、4つのスイッチ素子のみで構成でき、インバータのス

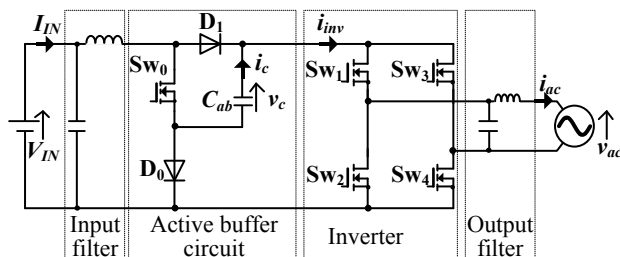


Fig. 1. Circuit configuration of the proposed converter

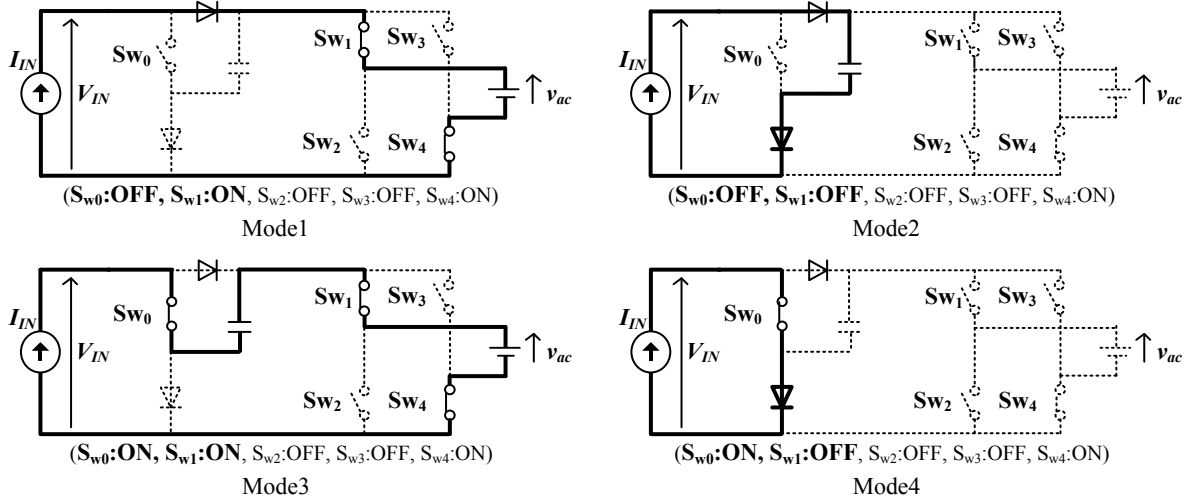


Fig. 2. Operation mode of the proposed converter

スイッチングパターンも簡単となる。入出力には LC フィルタを挿入するが、スイッチング成分除去用でありスイッチング周波数を高くすることで、容易に小型化可能である。

図 2 に系統電圧が正の場合における回路動作を示す。入力電流を電流源 I_{IN} とした場合、スイッチのオン・オフの状況により、提案回路は 4 つの電流経路に分けることができる。スイッチの状態に応じて図 2 のように、それぞれモード 1 からモード 4 と定義する。モード 1 では、入力電流 I_{IN} がそのまま系統へ出力される。モード 2 は、電流経路が一つしかないため、 I_{IN} はアクティブバッファのキャパシタへ流れ込む。この期間、アクティブバッファのキャパシタ C_{ab} はエネルギーを充電する。一方モード 3 では、 I_{IN} の経路は電位の低い方へ流れるため、キャパシタを通り系統へ出力される。このとき、アクティブバッファのキャパシタ C_{ab} は放電される。最後にモード 4 は I_{IN} の還流経路となり、系統やキャパシタには電流は流れない。このように、提案回路は通常の電流形インバータ動作(モード 1, モード 4)に加え、キャパシタの充放電動作(モード 2, モード 3)が行え、充放電動作の割合を制御することで電力脈動補償を実現する。また、図 2 から分かるように、系統電圧の極性切り替え以外 S_{w3} , S_{w4} はスイッチングせず、 S_{w0} と S_{w1} または S_{w0} と S_{w2} の 2 つのスイッチ動作のみで制御を行うことができる。

3. 制御方法

図 3 に出力電圧と電流を正弦波とし、電力脈動補償を行った場合の入力電力と出力電力、およびその差分電力(=バッファの入出力電力)の関係図を示す。瞬時出力電力 p_{out} は、出力電流が力率 1 の正弦波とすると(1)式で表せる。なお、本論文で扱う物理量はキャリア 1 周期中の平均値とし、大文字は最大値または直流値を意味する。

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

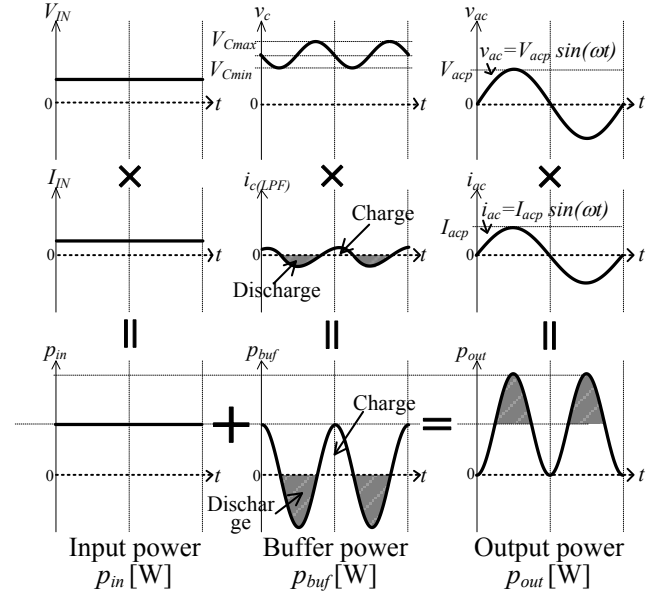


Fig. 3. Compensation principle of the power ripple

ただし、 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)式から明らかなように、単相電力は系統周波数の 2 倍で脈動する。入力電力一定にするには、(1)式第 2 項の脈動分を、アクティブバッファにより、発生させればよい。よってアクティブバッファの瞬時電力 p_{buf} は(2)式で制御する必要がある。

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

(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だけで、定常的には電力を出力しないため、キャパシタで制御できる。アクティブバッファが電力脈動を発生するので、入力瞬時電力 p_{in} は(3)式となり、出力電力の直流成分と一致し一定入力となる。

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

ただし、 V_{IN} , I_{IN} は入力電圧、入力電流(直流インダクタ電流)である。

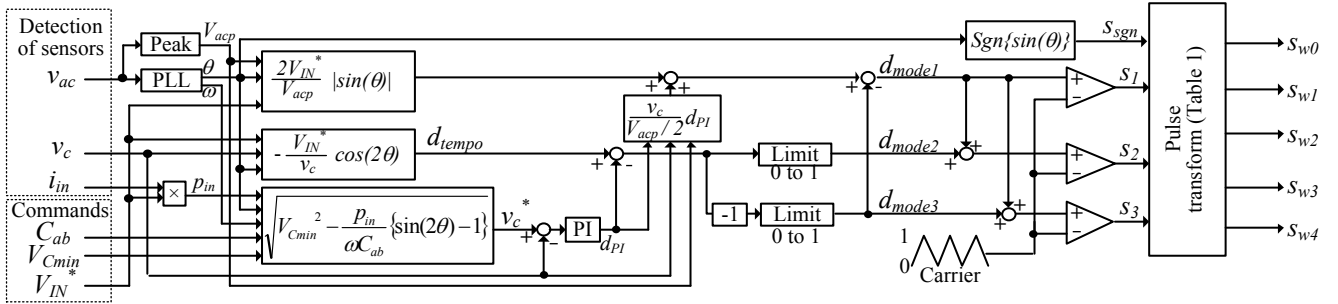


Fig. 4. Control block diagram of the proposed converter

提案回路は上述した通り、4つのモードで制御する。(2)式において、 p_{bif} が正の期間モード3を用いて放電し、負の期間モード2を用いて充電することで、提案回路は電力脈動を補償する。各モードに対するデューティを d_{mode1} から d_{mode4} と定義し、図1中に示すとおり、インバータ入力電流を i_{inv} 、キャパシタ電流を i_c と定義すると、各電流と入力電流 I_{IN} との電流方程式は(4)式となる。

$$\begin{bmatrix} i_{inv} \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{mode1} & d_{mode3} \\ -d_{mode2} & d_{mode3} \end{bmatrix} \cdot I_{IN} \quad (4)$$

ただし、モード2の期間、 i_c は充電方向となるため、キャパシタ電流 i_c の d_{mode2} の係数は負になる(i_c は図1に示すように放電方向を正と定義している)。また、 I_{IN} は連続電流なので(5)式を満たす必要がある。

$$d_{mode1} + d_{mode2} + d_{mode3} + d_{mode4} = 1 \quad (5)$$

インバータ入力電流を正弦波にするには、 i_{inv} は(6)式を満たせばよい。

$$i_{inv} = I_{acp} |\sin(\omega t)| \quad (6)$$

これより、 d_{mode1} は(4)式と(6)式より(7)式となる。

$$d_{mode1} = \frac{I_{acp}}{I_{IN}} |\sin(\omega t)| - d_{mode3} \quad (7)$$

つぎに、アクティブバッファの充放電指令を算出する。アクティブバッファ回路内にあるキャパシタの瞬時電力は(2)式で表される補償電力と一致する必要がある。よって、キャパシタ電流 i_c は(8)式にて求められる。

$$i_c = -\frac{V_{acp} I_{acp}}{2v_c} \cos(2\omega t) \quad (8)$$

ただし、 v_c はアクティブバッファのキャパシタ電圧である。さらに、(4)式の i_c に(8)式を代入し $-d_{mode2} + d_{mode3}$ を d_{tempo} と整理すると(9)式となる。

$$-d_{mode2} + d_{mode3} = d_{tempo} = -\frac{V_{acp} I_{acp}}{2v_c I_{IN}} \cos(2\omega t) \quad (9)$$

ただし、提案回路は、モード3で放電($i_c > 0$)し、モード2で充電($i_c < 0$)する。よって、 d_{mode2} 、 d_{mode3} は、 d_{tempo} が正なら

Table 1. Pulse transform table

The number of mode	S_{sgn}	S_1	S_2	S_3	S_{w0}	S_{w1}	S_{w2}	S_{w3}	S_{w4}
Mode1	1	1	1	1	0	1	0	0	1
Mode2	1	0	1	0	0	0	0	0	1
Mode3	1	0	0	1	1	1	0	0	1
Mode4	1	0	0	0	1	0	0	0	1
Mode1	-1	1	1	1	0	0	1	1	0
Mode2	-1	0	1	0	0	0	0	1	0
Mode3	-1	0	0	1	1	0	1	1	0
Mode4	-1	0	0	0	1	0	0	1	0

ば d_{mode3} に、負なら d_{mode2} に代入し、その他の期間はゼロとする。

ところで、(3)式を変形して I_{acp} と I_{IN} の比を求めると V_{acp} と V_{IN} の比の2倍と一致することがわかる。

$$\frac{I_{acp}}{I_{IN}} = 2 \frac{V_{acp}}{V_{IN}} \quad (10)$$

よって、(7)式、(9)式に(10)式を代入し、入力電圧 V_{IN} を指令値 V_{IN}^* とすると、 d_{mode1} 、 d_{mode2} 、 d_{mode3} は最終的に(11)、(12)式により求める。

$$d_{mode1} = 2 \frac{V_{IN}^*}{V_{INp}} |\sin(\omega t)| - d_{mode3} \quad (11)$$

$$\begin{cases} d_{mode2} = \begin{cases} d_{tempo} & , d_{tempo} \geq 0 \\ 0 & , d_{tempo} \leq 0 \end{cases} \\ d_{mode3} = \begin{cases} -d_{tempo} & , d_{tempo} \leq 0 \\ 0 & , d_{tempo} \geq 0 \end{cases} \end{cases} \quad (12)$$

ここで、 V_{IN}^* の設定範囲について議論する。すべてのデューティ指令値は正の値でかつ(5)式を満足する必要がある。この条件より、 V_{IN}^* は(13)式を満足する必要がある。

$$V_{IN}^* \leq \frac{V_{acp}}{2} \quad (13)$$

(13)式より、提案回路において入力電圧の最大値は、単相電圧最大値の1/2以下に制限される。

図4に制御ブロック図を示す。(11)式、(12)式を用いて各デューティを算出し、図中に示す通り三角波と比較する。比較信号と入力電圧の極性信号より、表1を用いて各スイッチのスイッチング信号を生成する。ここで、キャパシタの電圧は、理論値と比較しその差分をPI制御により補正を

行っている。なお、入力に電圧源を接続した場合は V_{IN}^* を用いて直流インダクタの入力電流制御を行う必要がある。

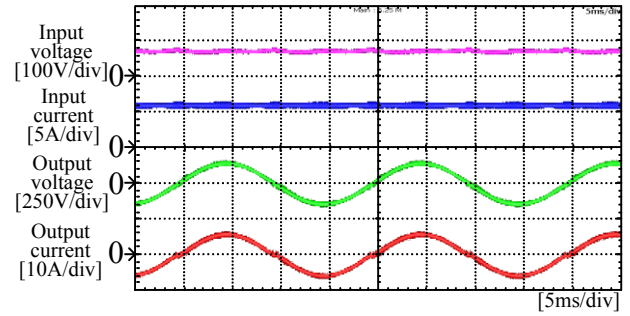
3. 実験結果

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、実際に定格 400 W の試作機を製作し実験を行った。今回は、基本動作の確認のため、入出力に電源装置を接続し、制御系を単純にするため入力は電流源モード、出力は系統 100 V を模擬した電圧源モードで駆動した。なお、入力電流制御をかけることで、入力は電圧源で動作できる。入出力の LC フィルタのインダクタンスは 1 mH($\%X_L=1.25\%$)、キャパシタンスは 3.3 μ F、カットオフ周波数 2.8 kHz とした。また、入力電圧指令値は 70 V、キャリア周波数は 20 kHz とした。アクティブバッファのキャパシタ電圧は電力脈動を充放電するため、2 倍の周波数で変動する。変動幅は出力電力とキャパシタ容量で決まる。今回は 50 μ F のフィルムキャパシタを接続した。キャパシタ電圧の最低値を 141 V とすると、定格出力時キャパシタ電圧の最高値の理論値は 300 V となる。図 5 に、提案回路の実験結果を示す。図 5(a)に定格出力時の入力電圧、入力電流、出力電圧および出力電流の波形を示す。結果より、出力電流は力率 0.999、出力電流ひずみ率(THD)4.24%の正弦波、入力電圧は指令値通り 70V、リップル率 9.33%の直流が出力されている。また、図 5(b)に定格出力時の出力電圧・電流およびアクティブバッファのキャパシタ電圧の波形を示す。結果より、キャパシタ電圧が電源周波数の 2 倍で脈動しており、電圧の振幅値も理論と一致している。これらの結果より、単相交流の電力脈動をアクティブバッファのキャパシタで吸収されており、提案回路が理論通りに動作していることが確認できる。図 6 に出力電力に対する提案回路の効率および出力力率を示す。定格出力時において、出力力率は 99%，最高効率は 94.9% を達成した。また、広い領域で高い力率と効率を達成した。図 7 に出力電力に対する提案回路の高調波解析結果を示す。出力電流の総合ひずみ率(THD)は広い範囲で 5%以下と良好な値を確認した。このことより、系統連係が良好に制御されている。また、出力電圧リップル率は広い範囲で 12%以下となっていることが確認できる。これは、電力脈動がアクティブバッファで補償され、入力側に影響していないことを意味している。

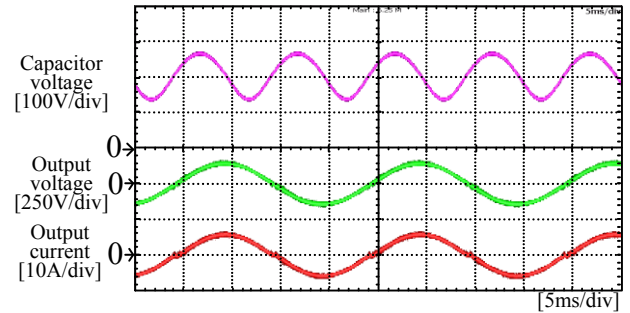
4. まとめ

本論文では、電力脈動補償機能を有する単相電流形インバータを提案した。提案回路はアクティブバッファのキャパシタで電源周波数の 2 倍の電力脈動を吸収するため、入力電圧リップルが発生せず、直流インダクタの小型化が実現できる。また、400 W の提案回路のプロトタイプを製作し、実験により検証し、入力電圧リップル率 4.24%，出力電流 THD8.87%，最高効率 94.9%を確認した。今後の予定として、損失解析と体積の比較を行い、提案回路の優位性を示す。

なお、本研究の一部は平成 21 年度産業技術研究助成事



(a) Input and output waveforms



(b) Capacitor voltage and output waveforms

Fig. 5. Experimental results

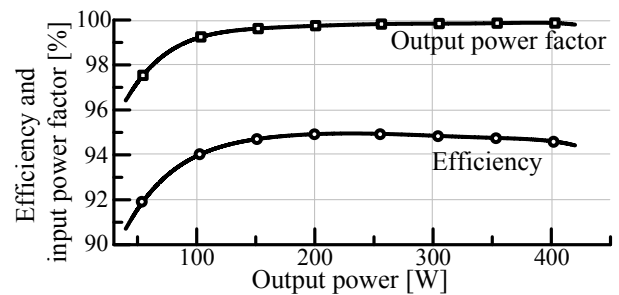


Fig. 6. Efficiency and input power factor

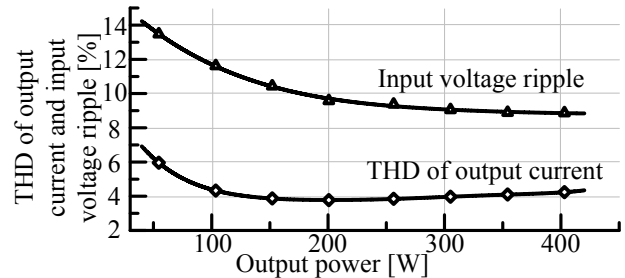


Fig. 7. THD of the output current and ratio of the input voltage ripple

業の支援を受けており、関係者各位に感謝の意を表します。

文 献

- (1) 董 惠安, 杉本 英彦, 西尾 直樹:「電力の電圧微分に基づく太陽光発電システムの最大電力制御法」 *電学論 D*, Vol. 118, No. 12, pp. 1435-1442 (1998)
- (2) 根葉 保彦:「PWM 電流形インバータによる単相系統連系太陽光発電システム最大電力制御の一方法」, *電学論 D*, Vol. 124, No. 5, pp. 517-518 (2004)
- (3) 根葉 保彦, 和田 浩司, 竹田 博一:「単相 PWM 電流形インバータ太陽光発電システムにおける直流電流平滑化のための降圧チョッパ制御法」 *電学論 D*, Vol. 127, No. 9, pp. 347-348 (2007)
- (4) 茂木 進一, 前田 明志:「直流電流脈動を低減した系統連系単相電流形インバータ」 *電学論 D*, Vol. 119, No. 8/9, pp. 1132-1133 (1999)