

小型 LC フィルタを有する単相系統連系インバータの セミオープンループ制御に基づく自立運転

永井 悟司* 伊東 淳一（長岡技術科学大学）

Semi-open-loop Control Based Island Mode for Single-phase Grid-connected Inverter with Minimized LC Filter

Satoshi Nagai*, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes an island-mode voltage control method by using an open-loop operation with a high-gain disturbance observer (DOB) for a single-phase grid-connected inverter with the low capacitance in an output filter capacitor. In order to improve the output voltage distortion, the high-gain disturbance compensation for the output voltage is applied in the open-loop-based voltage control. The disturbance compensator is implemented into a field-programmable gate array (FPGA) with high-speed sampling. In the LC filter of a 1-kW prototype, the impedance of the inductor is minimized to 1.0% of the normalized inverter impedance, whereas the admittance of the capacitor is reduced to 0.25% of the normalized inverter admittance. By using the proposed method, the inverter output voltage total harmonic distortion (THD) is reduced by 82.4% even with the diode rectifier load compared to the conventional voltage control.

キーワード：系統連系インバータ，自立運転，小型 LC フィルタ，セミオープンループ制御

(Grid-connected inverter, Island-mode, Minimized LC filter, Semi-open-loop control)

1. はじめに

近年，太陽光発電，燃料電池システム，風力発電に適用される系統連系インバータが盛んに研究されている⁽¹⁾⁽³⁾。系統連系インバータは小型化の要求が強く，その中でも系統連系インバータの体積の大部分を占めている連系リアクトルの小型化が強く求められている⁽⁴⁾⁽⁵⁾。電流リプルの観点から，SiC や GaN を用いてスイッチング周波数を高周波化することで連系リアクトルの低インダクタンス化により小型化が可能である。このとき，連系リアクトルの低インダクタンス化により瞬時電圧低下(以下，瞬低)時にインバータ出力電流オーバーシュート率が大きくなる問題がある。この問題に対して，著者らは Fault Ride Through (FRT)要件を満たすために高速ゲート遮断を適用した FRT 制御法を提案し，LC フィルタまたは LCL フィルタの設計法について提案している⁽⁶⁾⁽⁷⁾。特に，小型出力フィルタを適用した際は，瞬低時の急峻な電圧変動により発生する共振を含んだ出力電流オーバーシュートの発生を低減するためにフィルタコンデンサを低容量に設計する必要がある⁽⁷⁾。

また，FRT 要件で運転継続を求められる時間を超えるような長時間の停電では，インバータから負荷へ電力を供給するために自立運転動作が要求される⁽⁸⁾⁽⁹⁾。このとき，イン

バータから交流電圧を出力するため，インバータには電圧制御器を組み込む必要がある。しかし，FRT 要件を満たすために高いカットオフ周波数で設計された小型 LC フィルタはフィルタコンデンサを小容量に設計する必要があるため，電圧制御器の外乱抑圧性能が低下する。このとき，ダイオード整流器負荷などの非線形負荷が接続される場合，出力電圧のひずみが顕著となる。上記の解決策として，外乱抑圧性能を向上するために，電圧制御器と電流制御器の制御応答を上げる手法がある。しかし，制御応答の増加は検出遅延時間やサンプリング周波数によって制限される。

本論文では，オープンループ制御に近い概念を持つ新しい自立運転制御法を提案する。提案法は出力電圧ひずみ率(THD)を低減するために，出力電圧の外乱に対して外乱オブザーバ(DOB)⁽¹⁰⁾を構成しオープンループ指令に外乱推定値を加算することで外乱補償を行う。提案法の特徴は LC フィルタの値が小さくなると，カットオフ周波数が高くなることに着目して，自立運転時に電流フィードバックループを持たなくても出力電圧を安定に制御できるところにある。負荷変動に対しては高速の外乱補償を適用することで出力電圧波形を制御する。本制御方式を本論文では，オープンループの指令に対して出力電圧情報を用いて外乱補償を行うためセミオープンループ制御自立運転と呼称する。1 kW

試作機により提案法を適用した自立運転動作について検証し、良好な実験結果を取得したため報告する。

2. 小型 LC フィルタ適用時における自立運転動作の問題点

図1にLCフィルタを適用した単相系統連系インバータの回路図を示す。本論文では単純なフルブリッジ単相2レベルインバータ構成で検討する。インバータのLCフィルタはスイッチング周波数を高くすることで小型化できる⁽¹¹⁾。自立運転動作では出力電圧はLCフィルタのフィルタコンデンサを制御対象として電圧制御器を構成する。電圧制御器がPI制御器で構成される場合、出力電流の外乱抑圧ゲインは以下で示される。

$$G_D(s) = \frac{s}{s^2 C_f + s K_p + \frac{K_p}{T_i}} \dots\dots\dots (1)$$

ここで、 C_f はフィルタコンデンサの容量、 K_p は比例ゲイン、 T_i は積分時間であり、電流制御ゲインは1とする。(1)式においてフィルタコンデンサ C_f が低減した場合、外乱抑圧ゲインの増加が原因で外乱抑圧性能が悪化する。これにより、小型LCフィルタ適用時の自立運転動作を実現するため、外乱抑圧性能の改善が必要である。

3. セミオープンループ動作を適用した自立運転動作

〈3・1〉 従来クロズドループ電圧制御を適用した自立運転動作 図2に自立運転を実現する従来クロズドループ電圧制御のブロック線図を示す。一般的に自立運転は電流制御器をインナーループにもつ電圧制御器によって動作する。ここで、従来法ではフィルタコンデンサ電流制御を適用することにより外乱抑圧性能を向上する⁽¹²⁾。小型LCフィルタを適用した自立運転を実現するために、電圧制御器や電流制御器の制御応答を増加する必要がある。しかし、制御応答の増加はマイコンやDSPなどのコントローラや検出回路の遅れなどによって制限される。

図3に同様の出力電圧に対する小型LCフィルタ適用時の検出遅延時間の差によるフィルタコンデンサ電流検出値を示す。ここで、フィルタコンデンサのキャパシタンスが%Y = 0.25%、連系リアクトルのインダクタンスが%Z = 1.0%の小型LCフィルタを用いる。フィルタコンデンサ電流制御適用時にはコンデンサ電流を制御するが、コンデンサ電流はスイッチングリップル成分が支配的となる。ここで、フィルタコンデンサを小容量化すると、出力電流の基本波成分よりスイッチングリップル成分が顕著となるため、電流検出遅延時間の影響でコンデンサ電流の平均値を取得することができなくなる。検出遅延時間が0sまたはキャリアの半周期(6.25 μs)の場合、振幅が非常に小さい正弦波状で検出可能である。しかし、図3(c)のように上記の遅延時間からずれる場合、実電流に対して平均値が検出できる点からずれてしまうことから、電流平均値検出が不可となるため検出値

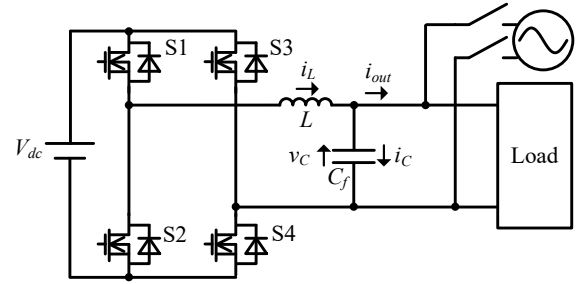


Fig. 1. Circuit diagram for island mode.

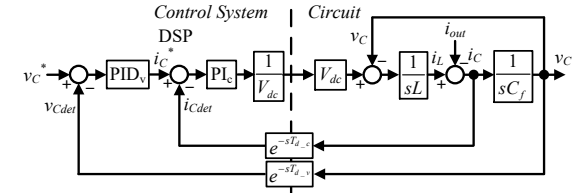
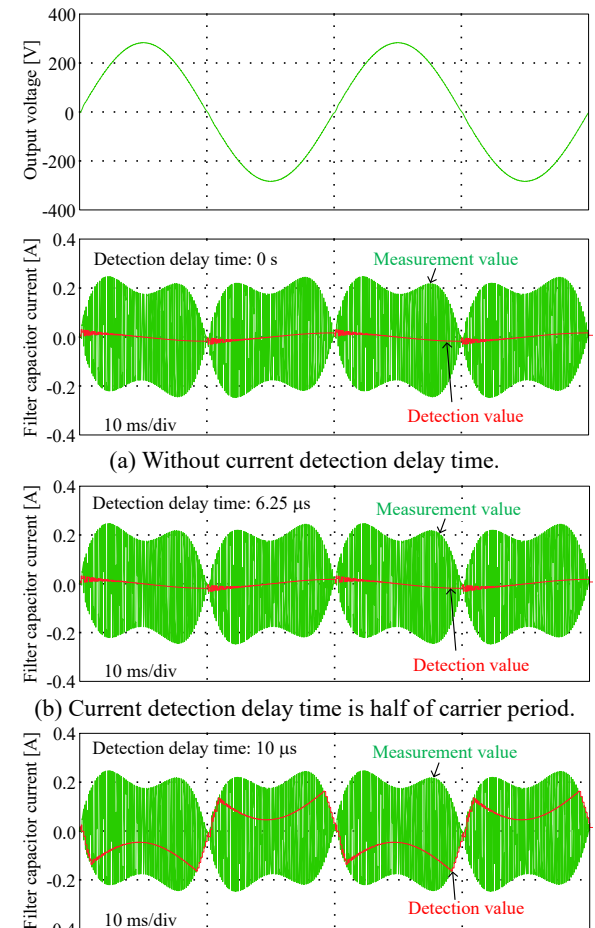


Fig. 2. Control block diagram of conventional closed-loop-based voltage control for island mode operation.



(a) Without current detection delay time.
(b) Current detection delay time is half of carrier period.
(c) Current detection delay time is not half of carrier period.
Fig. 3. Comparison of filter capacitor current detection in each current detection delay time.

が非正弦波となる。これにより、電流検出遅延時間が正しく設計されていないとコンデンサ電流制御が不可となり出力電圧のTHD悪化の原因となりうる。上記を解決するには、マルチレートサンプリングなどの複雑な制御を適用して平均電流を検出することが必要である。

〈3・2〉オープンループを適用した自立運転の従来法と提案法

電流検出値を用いない自立運転制御手法としてオープンループによる自立運転が挙げられる。しかし、オープンループによる自立出力電圧は負荷電流に大きく依存して変化する。これは、オープンループ構成であるためフィードバックループをもたず、電圧制御を行わないためである。さらに、インバータにコンデンサインプット型ダイオード整流器負荷が接続されたとき、負荷の非線形性により奇数次高調波成分が出力電圧に重畳する。したがって、どのような負荷が接続されても安定し、一定の出力電圧を確保するため、出力電流外乱補償が必要である。

図 4 に一般的なデッドタイム誤差補償を適用した従来オープンループ自立運転のブロック線図を示す。この手法を用いることで、デッドタイム誤差電圧による出力電圧誤差を補償可能である。しかし、フィードバックループを持たない構成であるため抵抗などの線形負荷が接続された場合にフィルタコンデンサに流入する電流が低減するため負荷が増加するほどにインバータ出力電圧が低下する。さらに、ダイオード整流器などの非線形負荷が接続された場合でも上記と同様の理由から電圧ピーク付近で出力電圧がドロップし出力電圧に高調波が重畳した波形となる。

図 5 にオープンループ制御へ高速外乱補償を適用した提案セミオープンループ制御自立運転のブロック線図を示す。広帯域の外乱を補償するため、DOB は FPGA に実装する。さらに、出力電流 i_{out} による外乱を補償する広帯域 DOB を構成する。DOB による外乱推定値 $\hat{v}_{dis}$ を以下に示す。

$$\hat{v}_{dis} = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} v_{conv}^* - \frac{\omega_c}{s + \omega_c} v_{cdet} \quad (2)$$

ここで、 ω_c は DOB のカットオフ角周波数、 v_{conv}^* は外乱補償後の電圧指令値、 v_{cdet} はフィルタコンデンサ電圧の検出値である。

〈3・3〉セミオープンループ制御自立運転の適用範囲

式(2)の外乱補償器において LC フィルタの共振成分を電圧指令値へ重畳させないために DOB にローパスフィルタ (LPF) を実装する。ここで、LC フィルタの共振周波数 f_{res_LC} は以下で示される。

$$f_{res_LC} = \frac{1}{2\pi f_{out} \sqrt{LC_f}} \quad (3)$$

ただし、 f_{out} は出力電圧の周波数である。LPF により LC フィルタの共振成分を低減するためには LPF のカットオフ周波数を LC フィルタ共振周波数 f_{res_LC} の 1/10 から 1/2 未満で設定することで共振の影響を低減できる。ただし、外乱補償器としての性能を向上するためには LPF のカットオフ周波数を外乱の周波数成分より高く設定する必要がある。ダイオード整流器負荷による出力電流外乱によって出力電圧に重畳する高調波成分は奇数次が支配的である。例えば、出力電圧の基本波に対して 11 次までの高調波の低減を考慮すると、基本波が 50 Hz の場合、11 次高調波は 550 Hz である。したがって、外乱補償器としては LPF のカットオフ

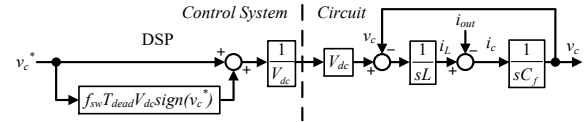


Fig. 4. Control block diagram of conventional open-loop-based island-mode voltage control for island mode operation.

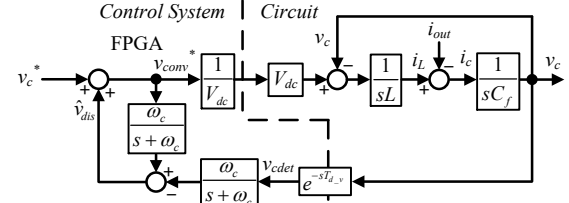


Fig. 5. Control block diagram of proposed semi-open-loop control based island mode.

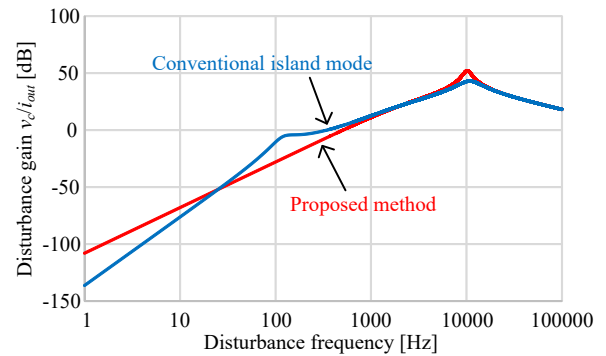


Fig. 6. Characteristics of disturbance gain from output current i_{out} to output voltage v_c .

周波数は 550 Hz より高く設定する必要がある。以上をまとめると、出力周波数の k 次までの高調波の低減を考慮すると提案法の適用範囲の指針として以下の式を満たす場合に提案法の適用が可能である。

$$kf_{out} < f_c < \frac{f_{res_LC}}{n}, \left(n: 2 \sim \frac{\omega_c}{2\pi} \right) \quad (4)$$

ここで、 n は LC フィルタの共振周波数 f_{res_LC} に対する割合であり、LC フィルタの共振周波数の 1/2 から 1/10 未満で DOB の LPF を設計する指針を示す値である。今回適用する小型 LC フィルタの共振周波数は約 10 kHz ($L = 1.29$ mH, $C_f = 0.2$ μ F) であり、 $k = 11$ とすると(4)式を満たすことが可能である。また、実験においては DOB の LPF のカットオフ周波数は基本波の 11 次高調波を補償し、LC フィルタの共振周波数から遠ざけるため 2 kHz に設定する。

図 6 に従来クロードループ電圧制御と提案セミオープンループ制御自立運転の外乱抑圧ゲイン特性の比較を示す。ここで、従来法の制御器は図 2 のように構成し、電圧制御器の固有角周波数を 3000 rad/s、電流制御器の固有角周波数を 30000 rad/s とする。また、外乱抑圧ゲインは入力を出出力電流 i_{out} 、出力を出出力電圧 v_c として伝達関数を導出し、周波数を 0 Hz から 100 kHz までスイープすることで図 6 のように外乱抑圧特性を取得した。図 6 において、出力電圧の基本波に対して 1 次から 20 次の成分を含む 30 Hz から 1000 Hz の外乱周波数に対して提案法の適用により外乱抑

圧ゲインが低減可能であることがわかる。したがって、提案法の適用により、出力電圧ひずみの低減が可能である。

4. 実験結果

自立運転動作の実機検証において、3 種類の場合における負荷試験を検討する。自立運転における負荷条件は(1)無負荷、(2)抵抗負荷などの線形負荷、(3)ダイオード整流器などの非線形負荷とする。

表 1 に実験条件を示す。従来クロードループ電圧制御器は電圧指令値が 50 Hz であることを考慮すると、電圧制御器の固有角周波数は指令値周波数の 10 倍程度離すように設計するため、3000 rad/s とする。また、電流制御器は電圧制御器の周波数帯域と干渉することを防ぐために 10 倍離すように設計するため、固有角周波数を 30000 rad/s とする。小型 LC フィルタのパラメータは文献(7)のように瞬低時に FRT 要件を満たすように設計する。また、動作比較については従来クロードループ電圧制御、デッドタイム誤差補償を適用したオープンループ動作、提案制御法による自立運転を比較する。

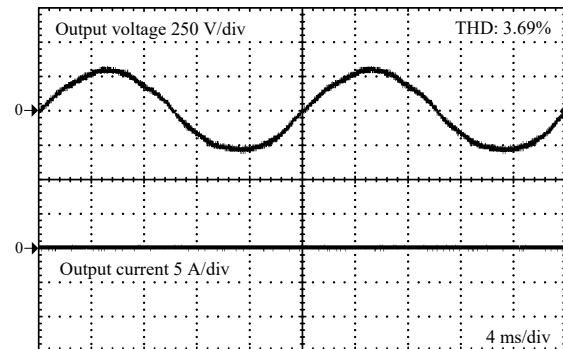
〈4・1〉無負荷試験 図 7 に無負荷試験の実験結果を示す。図 7 (a), (b), (c)より、従来クロードループ電圧制御法、従来デッドタイム誤差補償を適用したオープンループ動作や提案自立運転制御を適用し、出力電圧 THD を 5% 以下に抑制可能であることがわかる。ただし、図 7 (a)よりフィードバック制御を行っている従来クロードループ電圧制御において出力電圧 THD が悪い結果となっている。これは、図 3 にも示した要因のフィルタコンデンサ電流検出遅延時間がキャリア半周期の値からいくらかずれたことによってフィルタコンデンサ検出値が平均値を取得できていない点による影響が挙げられる。また、提案法適用時のインバータ出力電圧は従来クロードループ電圧制御法適用時と比較して THD を 70.2%改善できることを確認した。

〈4・2〉線形負荷試験 図 8 に線形負荷(定格負荷)接続時の実験結果を示す。図 8 (a), (b), (c)より、3 手法共に出力電圧 THD は線形負荷接続時においても 5.0%以下に抑制可能であることがわかる。図 8 (a)において、図 8 (b), (c)の 2 手法と比較して出力電圧 THD が悪い原因は図 7 (a)で発生した影響と同様である。また、提案法を適用することで定格負荷におけるインバータ出力電圧は従来クロードループ電圧制御と比較して THD を 61.4%改善できることを確認した。

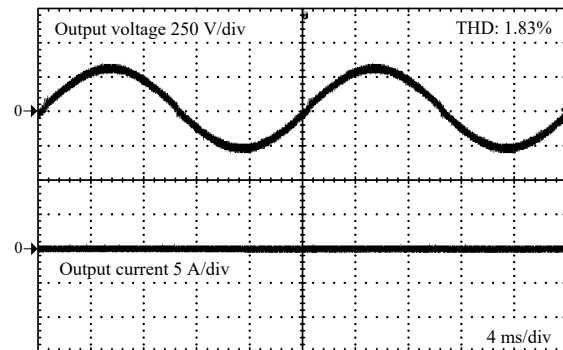
図 9 に線形負荷に対する出力電圧 THD 特性と出力電圧変動特性を示す。図 9 (a)において、提案法適用時の出力電圧 THD は従来クロードループ電圧制御適用時より 0p.u.から 1.0p.u.の負荷条件で効果的に低減可能であることがわかる。出力電圧 THD の改善の最大値は 0.9p.u.の負荷条件で 80.8%である。また、従来オープンループ電圧制御や提案自立運転制御適用時は 0p.u.から 1.0p.u.の負荷において従来クロードループ電圧制御と比較してほぼ一定の THD 特性を取得している。従来クロードループ制御における出力電圧 THD のばらつきの原因としては負荷電流の変化によりフィ

Table I. Experimental condition

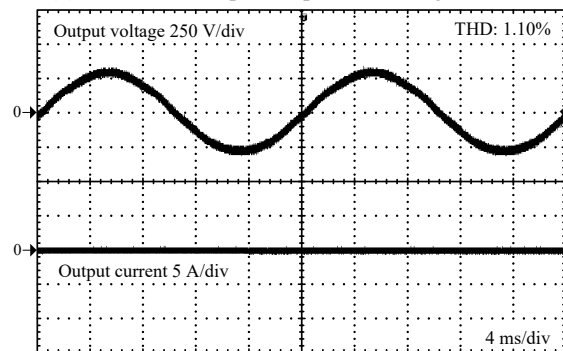
Output power	P_{out}	1 kW	Carrier fre.	f_{cry}	80 kHz
DC link vol.	V_{dc}	380 V	Samp. fre. of DSP	f_s	20 kHz
Output volt. reference	v_c^*	200 V _{rms}	Angl. fre. of AVR	ω_{avr}	3000 rad/s
Inter. Induc. (%Z)	L	1.29 mH (1.0%)	Angl. fre. of ACR	ω_{acr}	30000 rad/s
Filter cap. (%Y)	C_f	0.2 μ F (0.25%)	Samp. fre. of DOB	f_{so}	80 kHz
			Cutoff fre. of DOB	f_c	2 kHz



(a) Conventional closed-loop-based voltage control.



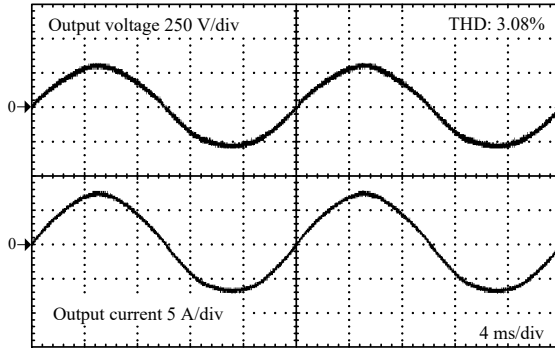
(b) Conventional open-loop-based voltage control.



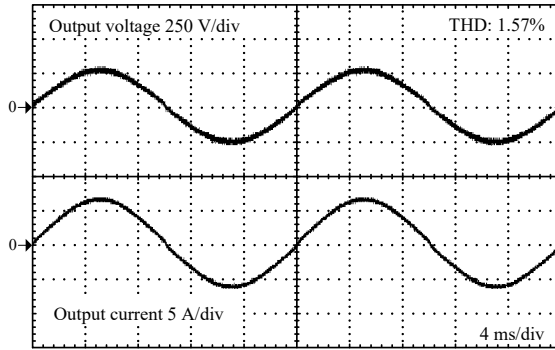
(c) Proposed semi-open-loop-based voltage control.

Fig. 7. Experimental result for no-load operation.

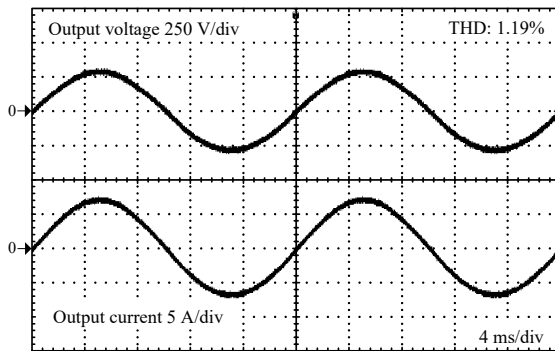
ルタコンデンサ電流の検出値取得にばらつきが発生することで平均値が検出できなかったことにより出力電圧制御の正弦波性が保てないことが挙げられる。これにより、従来クロードループ制御では動作が不安定になりうると考えられる。次に、図 9 (b)において、従来クロードループ電圧制御は 0p.u.から 1.0p.u.の全負荷領域においてほぼ一定電圧であることがわかる。これは、電圧制御器によって出力電圧が調整されるためである。しかし、従来オープンループ動作適用時の出力電圧は負荷によって変化することがわ



(a) Conventional closed-loop-based voltage control.



(b) Conventional open-loop-based voltage control.

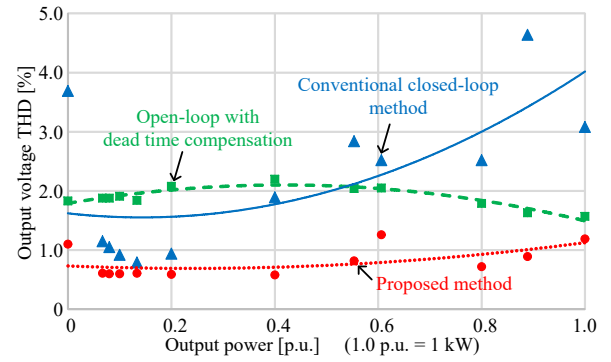


(c) Proposed semi-open-loop-based voltage control.

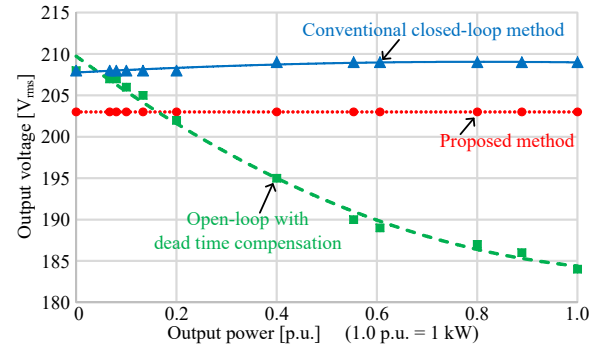
Fig. 8. Experimental result for linear load operation at rated load.

かる。これは負荷電流によってフィルタコンデンサへの流入電流が低減するため、負荷が増加するほど出力電圧が低下するためである。一方、提案法適用時の出力電圧は一定値に制御できていることがわかる。提案法において、DOBは出力電流による外乱を推定し補償するために出力電圧検出値を用いる。言い換えると、DOB内のフィードバックループにより出力電圧が調整される。したがって、提案法を適用することでインバータはいずれの線形負荷が接続されても一定電圧で低い出力電圧THDを実現可能である。

〈4・3〉非線形負荷試験 図10に非線形負荷接続時の実験結果を示す。非線形負荷としてコンデンサインプット型ダイオード整流器を使用し、整流器負荷のクレストファクタを約3.0とする。図10(a), (b)より、従来クローズドループ電圧制御や従来オープンループ動作を適用する場合、出力電圧THDは5.0%を超える。従来クローズドループ制御ではフィルタコンデンサの小容量化による外乱抑圧性能低



(a) Output voltage THD characteristic with linear load.

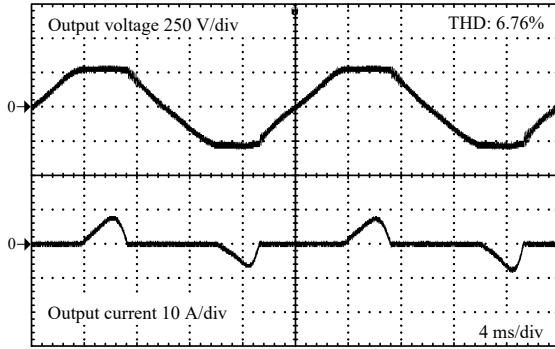


(b) Output voltage variation with linear load.

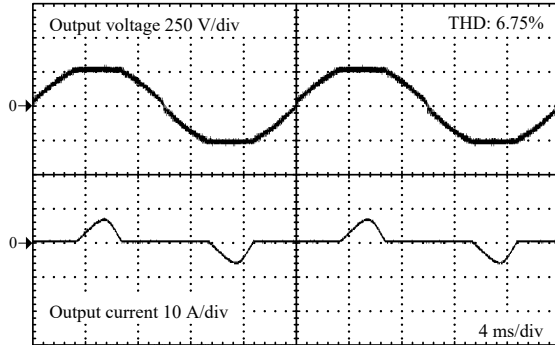
Fig. 9. Relationship between output voltage and resistive load in 1-kW system.

下とフィルタコンデンサ電流検出平均値取得のずれが原因で非線形な出力電流に対して外乱補償が不十分であるためひずみが発生する。加えて、従来オープンループ動作では出力電圧ピーク付近で非線形な出力電流が流れるためインバータ出力電圧がドロップすることでひずみが発生する。一方、図10(c)のように提案法を適用することで、出力電圧THDは5.0%以下に制御可能である。提案法適用時はオープンループ動作でドロップする電圧を広帯域DOBにより補償することができるため、ダイオード整流器負荷を接続しても出力電圧ピークのドロップを補償した正弦波電圧を出力可能である。以上より、提案法を適用することで低い出力電圧THDを実現可能である。

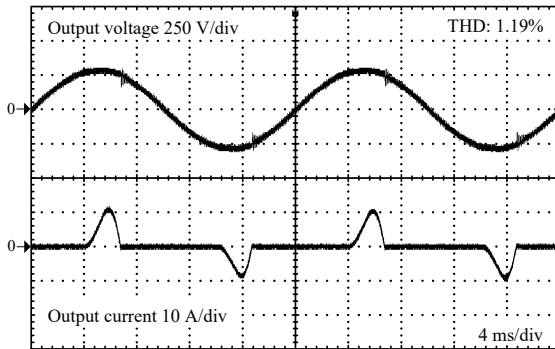
図11に非線形負荷に対する出力電圧THD特性と出力電圧変動特性を示す。図11(a)において、提案法適用時の出力電圧THDが従来クローズドループ電圧制御適用時や従来オープンループ動作適用時と比較して大きく低減できていることがわかる。重負荷の非線形負荷接続時において最大で82.4%の出力電圧THDの改善が確認できた。また、図11(b)より、従来オープンループ電圧制御適用時の出力電圧は重負荷の非線形負荷接続時に大きく低減する。一方、従来クローズドループ電圧制御や提案法適用時の出力電圧は一定値に制御できている。したがって、提案法適用により、インバータ出力電圧は重負荷の非線形負荷が接続されても一定電圧を出力可能であることがわかる。以上より、提案制御法を適用することで負荷によらず出力電圧を一定に制御できることが確認できた。



(a) Conventional closed-loop-based voltage control.



(b) Conventional open-loop-based voltage control.



(c) Proposed semi-open-loop-based voltage control.

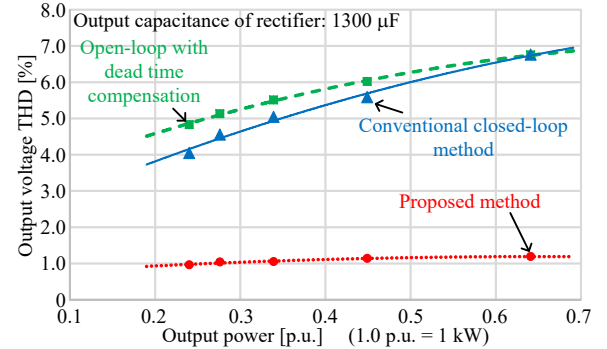
Fig. 10. Experimental result for diode rectifier-load operation.

5. まとめ

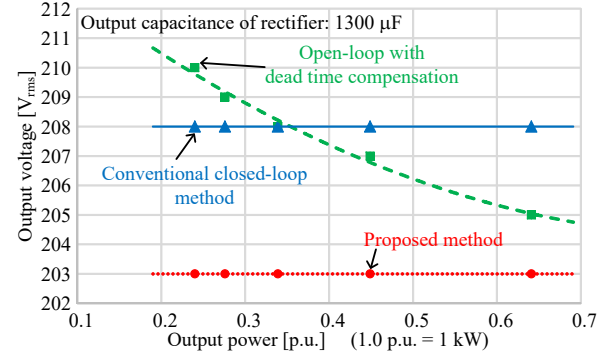
本論文では小型 LC フィルタを適用した単相系統連系インバータにおいて、広帯域 DOB を適用したセミオープンループ制御自立運転を提案した。提案法を適用することにより、いずれの負荷が接続された場合でも自立運転時の出力電圧が一定であることを確認した。特に、ダイオード整流器などの非線形負荷が接続されたときに、出力電圧 THD が 82.4%改善できることを確認した。したがって、小型 LC フィルタを適用した単相系統連系インバータの自立運転制御において提案法の有用性を確認できた。

文 献

(1) Hung-I Hsieh, and Jiaxin Hou, "Realization of Interleaved PV Microinverter by Quadrature-Phase-Shift SPWM Control", *IEEE J. Ind. Appl.*, Vol.4, No.5, pp.643-649, 2015.



(a) Output voltage THD characteristic with nonlinear-load.



(b) Output voltage variation with nonlinear-load.

Fig. 11. Relationship between output voltage and rectifier load in 1-kW system.

- (2) Luis Valverde, Carlos Bordons, and Felipe Rosa, "Integration of Fuel Cell Technologies in Renewable-Energy-Based Microgrids Optimizing Operational Costs and Durability" *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 63, No. 1, 2016, pp. 167-177.
- (3) Zhenbin Zhang, Hui Fang, Feng Gao, José Rodríguez, and Ralph Kennel, "Multiple-Vector Model Predictive Power Control for Grid-Tied Wind Turbine System With Enhanced Steady-State Control Performance" *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 64, No. 8, 2017, pp. 6287-6298.
- (4) R. Peña-Alzola and M. Liserre, "LCL-Filter Design for Robust Active Damping in Grid-Connected Converters" *IEEE Trans. Ind. Info.*, Vol. 10, No. 4, pp. 2192-2203, 2014.
- (5) R. Beres, X. Wang, F. Blaabjerg, M. Liserre, C. Bak, "A Review of Passive Power Filters for Three-Phase Grid Connected Voltage-Source Converters" *IEEE Journal Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2015.
- (6) S. Nagai, K. Kusaka, J. Itoh, "FRT Capability of Single-phase Grid-connected Inverter with Minimized Interconnected Inductor", in *Proc. 2017 IEEE Applied Power Electron. Conf. Expo. (APEC)*, No. 1800, pp. 2802-2809 (2017).
- (7) S. Nagai, K. Kusaka, J. Itoh, "ZVRT Capability of Minimized-LCL-filter-based Single-phase Grid-tied Inverter with High-speed Gate-block", in *Proc. 2017 IEEE Energy Convers. Cong. Expo. (ECCE)*, No. 847, pp. 1757-1764 (2017).
- (8) 照屋, 柁川, 飯田: 「電圧形に切替え可能な系統連系用電流形インバータ」, 電学論 D, Vol. 131, No. 11, pp. 1324-1330 (2011)
- (9) 安瀬, 佐山, 芳賀, 大石, 清水: 「パワーコンディショナの自立運転時の正弦波追従制御系と外乱オブザーバによる電圧歪み補償」, 半導体電力変換/モータドライブ合同研究会, No. SPC-14-3, MD-14-3 (2014)
- (10) N. Hoffmann, M. Hempel, M. C. Harke and F. W. Fuchs, "Observer-based Grid Voltage Disturbance Rejection for Grid Connected Voltage Source PWM Converters with Line Side LCL filters", in *Proc. IEEE Energy Convers. Cong. Expo. (ECCE)*, 2012, pp. 69-76
- (11) 小川, 小笠原, 竹本: 「低ひずみと高い電圧利用率を有する高周波 PWM インバータのフィードバック型デッドタイム補償法」, 電学論 D, Vol. 133, No. 10, pp. 970-977 (2013)
- (12) 横山, 五十嵐, 羽根吉, 泉: 「フィルタコンデンサ電流補償を用いた PWM インバータのデジタル瞬時値制御」, 電学論 D, Vol. 123, No. 5, pp. 500-506 (2003)