

超高効率単相系統連系インバータ (HEECS) の遅れ力率での運転: 改善その2

正員 味口 泰彦^{*a)} 正員 小原 秀嶺^{*} フェロー 河村 篤男^{*}

Lagging Power Factor Operation of Very High Efficiency Single-phase Grid-Connected Inverter (HEECS): 2nd Improvement

Yasuhiko Miguchi^{*a)}, Member, Hidemine Obara^{*}, Member, Atsuo Kawamura^{*}, Fellow

We have been investigating the single-phase grid-connected inverter using an unfolding circuit. Few papers have focused on the unfolding inverter operation with less than unity power factor. We showed both leading and lagging pf operation are possible in the past. We show how to achieve soft-landing of circuit variables at return to normal mode from the unfolding control sequence by using virtual PWM inverter.

キーワード：高効率，単相系統連系インバータ，折り返しインバータ，力率，遅れ力率，仮想 PWM インバータ

Keywords : High efficiency, single-phase grid-connected inverter, unfolding inverter, power factor, lagging power factor, virtual PWM inverter

1. はじめに

我々のグループ（横浜国大）は、マルチレベル dc/dc converter と折り返しインバータを組み合わせた、高効率変換器（High Efficiency Energy Conversion System, HEECS）を研究してきた。デッドビート制御により歪みの少ない正弦波電圧を出力できること、99.7%を越える効率が測定できていることなどを既に報告している^{(1),(2),(3)}。また、HEECS を系統連系インバータとして用いて、力行及び再生電流制御ができることを理論的に明らかにし、シミュレーション及び実験で実証してきた^{(4),(5),(6)}。

従来から、折り返しインバータの基本は電圧と電流の同時ゼロクロス、つまり力率1運転であり、力率1以外の運転は難しいと考えられてきた。Tian⁽⁷⁾ は”reverse dc/dc converter”と呼ばれる回路を追加して、進み及び遅れ力率運転に対処した。Fonkwe⁽⁸⁾ は”current decoupling circuit”を追加して無効電力を扱えるようにした。追加回路無しで制御だけで力率1未満運転を実現した研究は非常に少ない。

Li⁽⁹⁾ は準正弦波電流基準を与えることで力率1未満を実現しているが、電流歪率（THD）が非常に大きい。Min⁽¹⁰⁾、Han⁽¹¹⁾は電圧ゼロクロスの前後で折り返しインバータを PWM 運転しており、効率が低下する。そこで我々は、制御だけにより進み力率（系統から見て遅れ力率）での高効率運転が可能であることを報告し^(12,13)、2022年3月には遅れ力率（系統から見て進み力率）でも運転可能であることを報告した⁽¹⁴⁾。また、2022年9月には過渡応答の改善のための、逆極性 PWM / 順極性 PWM の併用について紹介した⁽¹⁵⁾。今回の発表では、さらなる改善のための仮想 PWM インバータについて説明し、合わせて実験結果も報告する。

2. 回路と離散時間モデル

リアクトルを介して系統と連系した HEECS の回路図を図1に示す。直流部ではデッドビート制御を用いて正弦波全

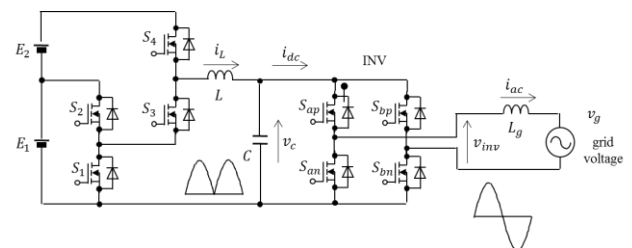


図1 HEECS を用いた系統連系インバータ回路

Fig. 1 Grid-connected inverter based on HEECS

a) Correspondence to: Yasuhiko Miguchi. E-mail: miguchi-yasuhiko-rd@ynu.ac.jp

* 横浜国立大学

〒240-8501 神奈川県横浜市保土ヶ谷区常盤台 79-7
Yokohama National University
79-7, Tokiwadai, Hodogaya Ward, Yokohama, Kanagawa
Prefecture 240-8501, Japan

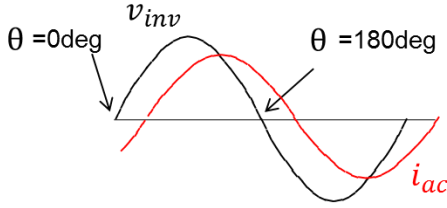


図2 遅れ力率の場合の電圧と電流の関係
Fig. 2 Relation between inverter voltage and grid current in case of lagging pf ($\theta = 180\text{deg}$ が図3の t_0 に相当する)

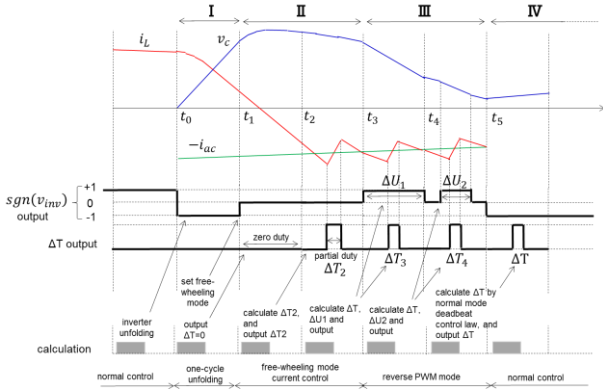


図3 タイミングチャート
Fig. 3 Timing chart after voltage zero-crossing

波整流波形を生成している。単相折り返しインバータでは180度毎に正負を反転させることで正弦波交流電圧を出力している。

Dc/dc converter + LC filter 部の離散時間方程式は^(4,13)

$$x[k+1] = Fx[k] + G_1\Delta T[k] + G_0i_{dc}[k] \dots\dots\dots (1)$$

$$F = e^{AT} = \begin{bmatrix} F_{11} & F_{12} \\ F_{21} & F_{22} \end{bmatrix}, \quad G_1 = e^{AT/2}B_1E = \begin{bmatrix} g_{11} \\ g_{12} \end{bmatrix},$$

$$G_0 = A^{-1}(e^{AT} - I)B_0 = \begin{bmatrix} g_{01} \\ g_{02} \end{bmatrix}$$

である。

3. 遅れ力率でのゼロクロス直後の制御の復習

図2の $\theta = 180\text{deg}$ での電圧ゼロクロスの場合を例として、遅れ力率での制御の概要を述べる⁽¹⁴⁾。以前の発表で示したように、ゼロクロス直後には必然的にコンデンサ電圧が上昇する。我々の提案手法ではこの電圧上昇を利用する。図3のタイミングチャートで制御シーケンスを説明する。区間Iでは、1~2サイクル折り返すことで直流電圧が上昇する。区間IIでは電流循環モード (free-wheeling mode) とし、直流電圧から交流電流への影響を遮断すると共に、上昇した電圧を直流リアクトルに印加する。区間IIの最初のサイクルでは zero duty を出力し、リアクトル電流を急速に減少させる。電流の絶対値が交流側電流の絶対値に近付くと、区間IIの最終時刻 t_3 で電流が一致するように

partial duty ΔT_2 を出力する。次に、区間IIIでは、逆極性PWMと順極性PWMを併用してコンデンサ電圧を減少させ、ノーマルモードに復帰させる。

ここで、ノーマルモードに復帰する直前のパルス幅の計算について復習する⁽¹⁵⁾。一般にパワエレ制御系では検出から制御パルス出力の間に無駄時間が発生するので、ワンステップ状態予測は不可欠である。すなわち、時刻 $t=kT$ で状態を検出し、 $t=(k+1)T$ での状態値を予測し、その値をもとに、区間 $[(k+1)T, (k+2)T]$ で出力するパルス幅を演算し、 $t=(k+1)T$ でハードウェアに設定し、 $t=(k+2)T$ での値が目標値に一致することを狙う。時刻 $t=(k+2)T$ での状態値は次の式で予測できる。

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_c(k+2) \\ \hat{i}_L(k+2) \end{bmatrix} = F \begin{bmatrix} \hat{v}_c(k+1) \\ \hat{i}_L(k+1) \end{bmatrix} + G_1\Delta T + G_0\hat{i}_{dc}(k+1) \dots(2)$$

ここで、逆極性または順極性PWMを用いたときの直流電流は次の式で表すことができる。

$$\hat{i}_{dc}(k+1) = \Delta U/T \cdot |\hat{i}_{ac}(k+1)|$$

これを(2)に代入し

$$\hat{x}(k+2) = F\hat{x}(k+1) + \begin{bmatrix} g_{11} & g_{01}|\hat{i}_{ac}(k+1)|/T \\ g_{12} & g_{02}|\hat{i}_{ac}(k+1)|/T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta T \\ \Delta U \end{bmatrix}$$

$$= F\hat{x}(k+1) + \tilde{G} \begin{bmatrix} \Delta T \\ \Delta U \end{bmatrix}$$

$t=(k+2)T$ での状態予測値を目標値 $x_{tgt}(k+2)$ に置き換え、 ΔT , ΔU に関して解くと次の式が得られる。

$$\begin{bmatrix} \Delta T \\ \Delta U \end{bmatrix} = \tilde{G}^{-1} (x_{tgt}(k+2) - F\hat{x}(k+1))$$

4. ノーマルモード復帰時の問題点

ここで問題になるのは、システムの状態が到達すべき目標値 $x_{tgt}(k+2)$ の決め方である。図4に、このシステムで用いているDBCCL+VC (デッドビート電流制御+電圧制御ループ)の制御ブロック図を示す。目標値の候補の一つはコンデンサ電圧とリアクトル電流の基準値

$$x_{tgt}(k+2) = x_{ref}(k+2) = \begin{bmatrix} v_{cref}(k+2) \\ i_{Lref}(k+2) \end{bmatrix}$$

である。

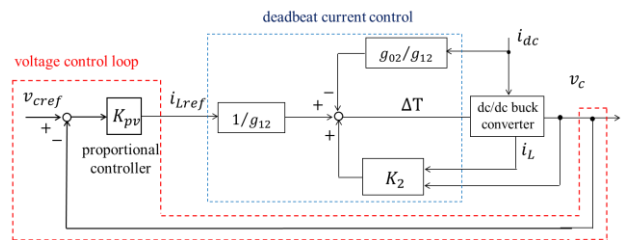


図4 制御ブロック図
Fig. 4 Control block diagram for HEECS inverter

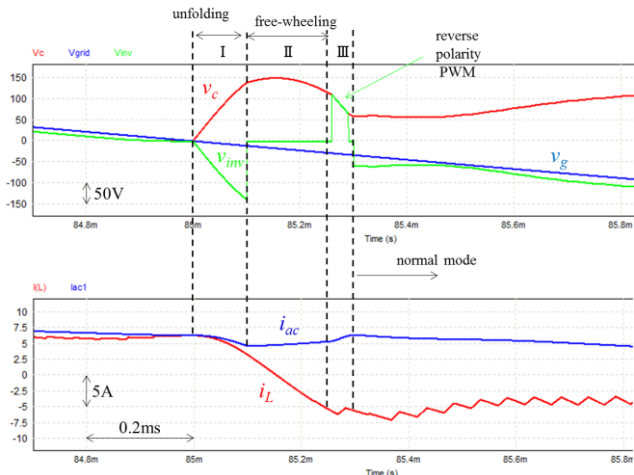


図5 シミュレーション結果の一例
Fig. 5 An example of simulation result

実際に目標値として基準値を用いた場合のシミュレーション結果の一例を図5に示す。回路条件は Pref=1600 W, Qref = -1200var, pf=0.8, Vg=280Vrms である。ノーマルモードに復帰後、若干のアンダーシュートが見られる。

図4において、 v_{cref} と v_c の間、 i_{Lref} と i_L の間には動特性が存在する。伝達関数のゲインは1とは限らないし、位相遅れもゼロとは限らない。図6にシミュレーション例を示すが実際に v_{cref} と v_c の間には位相遅れが発生している。

従って、ノーマルモードに過渡変動なく着陸するためには、 v_{cref} と i_{Lref} でなく、ノーマルモード定常状態の v_c と i_L を目標値とすべきであろう。しかし、区間IIIの変動を制御中のコントローラにとって、未来の定常状態の値を予測するのは難しい。

5. 仮想 PWM インバータの提案

この問題点を解決するべく、仮想PWMインバータを提案する。図7に仮想PWMインバータの回路図を示す。これは、図1のHEECSの回路図において、直流部のLCフィルタを交流側へ移動し、dc/dc converter のPWM機能をインバータ部に持たせたものである。この回路の離散時間方程式の形はHEECSの式(1)とほぼ同じになる。従って同じ制御ブロック図を使って制御できる。そして、折り返しに伴う複雑

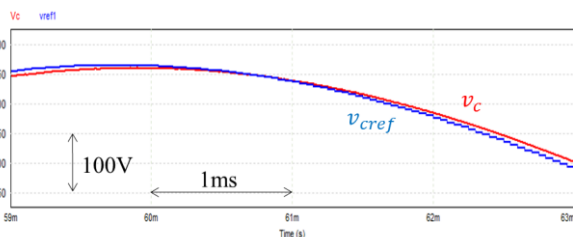


図6 シミュレーション結果の一例 (定常状態波形の一部拡大)
Fig. 6 An example of simulation result

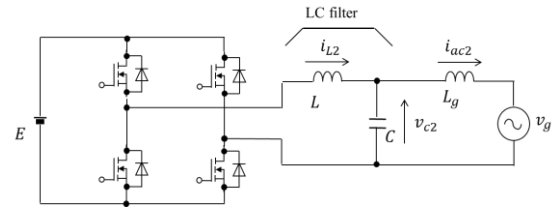


図7 仮想PWMインバータの回路図

Fig. 7 Virtual PWM inverter circuit

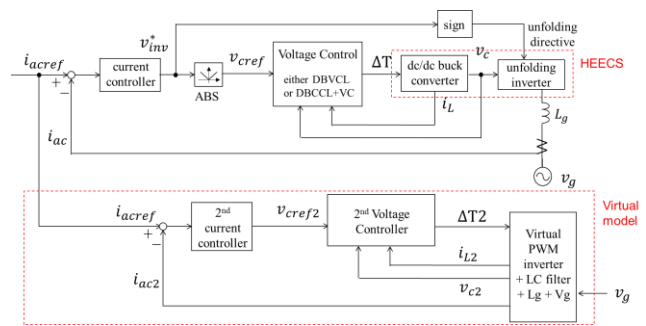


図8 仮想PWMインバータを含めた制御ブロック図

Fig. 8 Control block diagram including virtual PWM inverter

な現象が無いので、電圧ゼロクロス前後でもなめらかな波形になる。仮想インバータを含めた制御ブロック図を図8に示す。

図5の区間IIIの最後の時刻の目標値には、仮想PWMインバータの v_{c2} と i_{L2} を利用する。すなわち、

$$x_{tgt}(k+2) = \begin{bmatrix} abs(v_{c2}(k+2)) \\ -abs(i_{L2}(k+2)) \end{bmatrix}$$

仮想回路を用いた場合のシミュレーション結果を図9に示す(回路条件は図5と同じ)。ノーマルモードの最初の時刻でコンデンサ電圧 v_c と直流リアクトル電流 i_L は仮想回路から決まる値にそれぞれ着地しており、過渡振動はほとんど見られない。

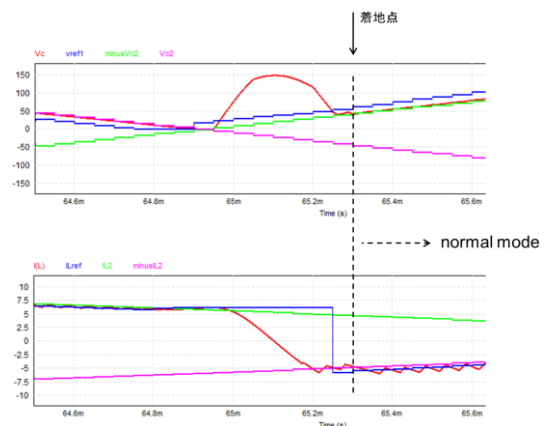


図9 シミュレーション結果 (仮想PWMインバータを利用)

Fig. 9 Simulation result using the virtual PWM inverter

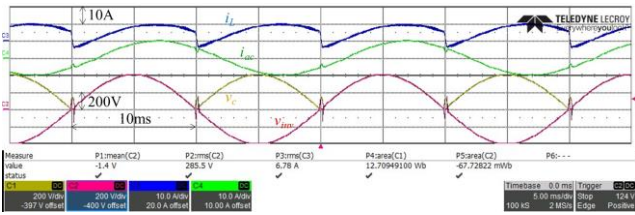


図 1 0 実験結果：定常状態波形

Fig. 10 Experimental results: steady-state waveforms

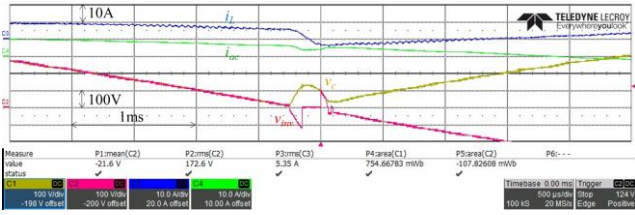


図 1 1 実験結果：ゼロクロス付近の拡大波形

Fig. 11 Experimental results: waveforms near zero crossing

図 1 0 に図 9 とほぼ同一の条件での実験結果の定常状態での波形を示す。図 1 1 に、ゼロクロス付近の拡大波形を示す。折り返しシーケンスが正しく実行され、ノーマルモードにスムーズに復帰していることがわかる。

6. まとめ

本論文では、高効率変換器 HEECS を用いた系統連系インバータの遅れ力率での運転において、折り返しシーケンス後のノーマルモード復帰時の状態が到達すべき目標値を、仮想 PWM インバータを利用して発生させることで過渡応答が改善できることを示した。

文 献

- (1) A. Kawamura, S. Nakazaki, S. Itoh, S. Nagai, and H. Obara: "Two-battery HEECS inverter with over 99.7% efficiency at 2.2kW output and measurement accuracy based on loss breakdown", IEEJ Transactions on Industry Applications, (2020)
- (2) A. Kawamura, Y. Nasu, Y. Miguchi, H. Setiadi, and H. Obara: "Proposal of virtual transformer-based back-to-back asynchronous loss measurement using one set of measuring instruments and verification", IEEJ Transactions on Industry Applications, vol. 11, no. 1, pp. 175-184, (2022)
- (3) A. Kawamura, Y. Miguchi, H. Setiadi, H. Obara, "Survey of 99.9% Class Efficiency DC-AC Power Conversion and Technical Issues", IEEJ Trans. on Electrical and Electronics Engineering, Vol.18, No.1, pp.6-14, 2023, doi.org/10.1002/tee.23728
- (4) 味口、那須、小原、河村 "超高効率単相系統連系インバータ (HEECS) の電流制御", 電気学会半導体電力変換研究会、SPC-20-128、2020年9月
- (5) 那須、味口、小原、河村 "2電源 HEECS 単相インバータによる高速潮流制御のシミュレーションでの実現", 電気学会半導体電力変換研究会、SPC-20-118、2020年9月
- (6) 那須、味口、Setiadi、小原、河村 "2電源 HEECS インバータによる再生動作と系統連系応用", 電気学会半導体電力変換研究会、SPC-21-082、2021年3月

- (7) F. Tian, K. Siri, and I. Batarseh, "A new single-staged bi-directional high-frequency link inverter design," 2006 IEEE IAS Annual Meeting, pp. 1663-1666, (2006)
- (8) E. Fonkwe, J. Kirtley, and J. Elizondo, "Flyback micro-inverter with reactive power support capability," IEEE Workshop on Control Modeling and Power Electronics (COMPEL), pp. 1-8, (2016)
- (9) D. Li, C. N. M. Ho, L. Liu, and G. Escobar: "Reactive power control for single-phase grid-tie inverters with quasi-sinusoidal waveform", IEEE Transactions on Sustainable Energy, vol. 9, no. 1, pp. 3-11, (2018)
- (10) G. -H. Min, K. -H. Lee, J. -I. Ha, and M. H. Kim: "Design and control of single-phase grid-connected microinverter with reactive power support capability", in Proc. Int. Power Electron. Conf., 2018, pp. 2500-2504, (2018)
- (11) B. Han, J. -S. Lai, and M. Kim: "Bridgeless Cuk-derived single power conversion inverter with reactive-power capability", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 35, no. 3, pp. 2629-2645, (2020)
- (12) 味口、Setiadi、那須、小原、河村 "超高効率単相系統連系インバータ (HEECS) の進み力率での運転", 2021年電気学会産業応用部門大会 1-23, Vol. 1, p.127-130 (2021)
- (13) Y. Miguchi, H. Setiadi, Y. Nasu, H. Obara, A. Kawamura, "Control scheme for leading power factor operation of single-phase grid-connected inverter using an unfolding circuit", IEEE OAJ-PEL, vol. 3, pp. 468-480, (2022)
- (14) 味口、Setiadi、那須、小原、河村 "超高効率単相系統連系インバータ (HEECS) の遅れ力率での運転", 2022年電気学会半導体電力変換研究会、SPC-22-096, (2022)
- (15) 味口、小原、河村 "超高効率単相系統連系インバータ (HEECS) の遅れ力率運転の改善", 2022年電気学会半導体電力変換研究会、SPC-22-150, (2022)