

超高効率単相系統連系インバータ (HEECS) の遅れ力率運転： 改善その3と実験結果

味口 泰彦* Pham Van-Long 小原 秀嶺 河村 篤男 (横浜国立大学)

Lagging Power Factor Operation of Very High Efficiency Single-phase Grid-Connected Inverter (HEECS) : 3rd Improvement and Experimental Results

Yasuhiko Miguchi*, Pham Van-Long, Hidemine Obara, Atsuo Kawamura
(Yokohama National University)

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. However, there was a room to improve the ac current waveform in lagging pf operation. We show the improvement by using unfolding timing shift. Also a few experimental results are shown in this paper.

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，折り返しタイミングシフト
(High efficiency, single-phase grid-connected inverter, unfolding inverter, power factor, lagging power factor, unfolding timing shift)

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、99.8%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),(13)}。また、HEECS を系統連系インバータとして用いて、力行及び回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。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。そこで我々は、進み力率（系統から見て遅れ力率）での運転が可能であることを報告し^(7,11)、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⁽⁸⁾。さらに、同年9月には、逆極性/順極性PWMの併用による応答波形の改善⁽⁹⁾、2023年8月には仮想PWMインバータの利用による波形改善⁽¹⁰⁾を報告した。今回の発表では、折り返しタイミングシフトによる交流電流波形の改善と、実験結果を示す。

2. 回路

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。

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。図3に示すように、ゼロクロス直後には直流コンデンサに左右両側から電流が流れ込み、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。

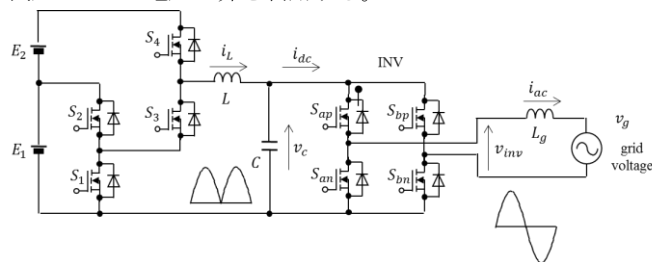


図1 HEECS を用いた系統連系インバータ回路
Fig. 1 Grid-connected inverter based on HEECS

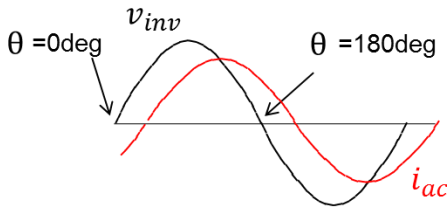


図2 遅れ力率の場合の電圧と電流の関係
Fig. 2 Relation between inverter voltage and grid current in case of lagging pf

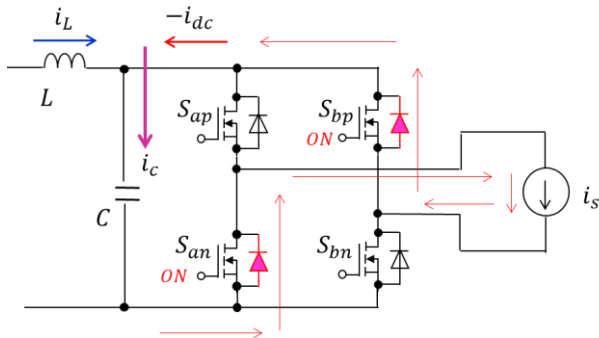


図3 電圧ゼロクロス直後の電流経路
Fig. 3 Current path after voltage zero-crossing

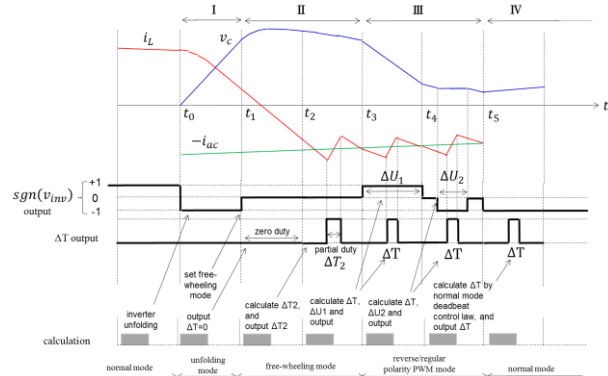


図4 タイミングチャート
Fig. 4 Timing chart after voltage zero-crossing

図4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、図4の区間IIIでは、逆極性 PWM と順極性 PWM を併用⁽⁹⁾してコンデンサ電圧を急速に減少させ、区間IVのノーマルモードに復帰させる。このとき、仮想 PWM インバータ⁽¹⁰⁾を利用して、コンデンサ電圧と直流リアクトル電流の目標値を適切に決定することでノーマルモード復帰時のアンダーシュートを回避して

いる。

4. 交流電流波形の問題点と対策

ここで、前回の発表までの工夫を装備した場合のシミュレーション結果と問題点を述べる。図5に交流電流シミュレーション結果を示すが、オーバーシュートが発生している。

図6に電圧ゼロクロス付近の拡大波形を示す。区間IIと区間IIIの両方で交流電流 i_{ac} が上昇し、結果的にオーバーシュートが発生している。区間IIIではコンデンサ電圧を急速に下げするためにインバータ電圧を操作しており、系統電圧よりインバータ電圧が高いのはやむを得ない。ここでは区間IIに着目する。ここまでインバータ電圧のゼロクロスで折り返しを実行してきたが、インバータ電圧と系統電圧の位相差はわずかなので、インバータ電圧のゼロクロス後は系統電圧の極性も負になっている。このため、区間IIにおいてもインバータ電圧が系統電圧より高くなっている。区間IIと区間IIIの両方でインバータ電圧が系統電圧より高くなっているのが電流オーバーシュートの原因である。

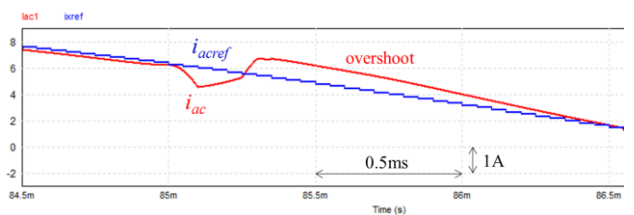


図5 交流電流シミュレーション結果
Fig. 5 AC Current simulation result

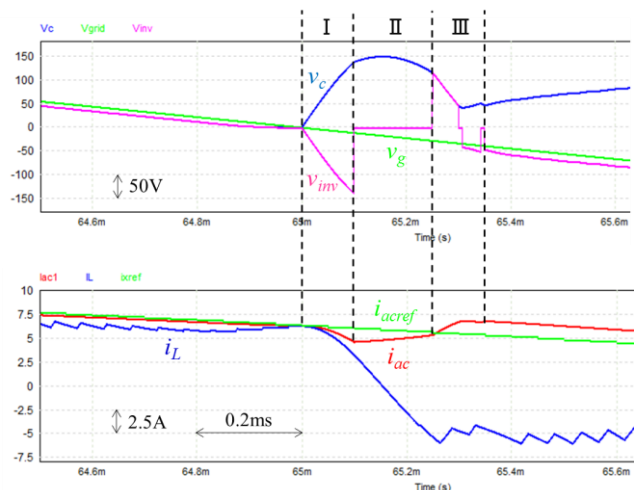
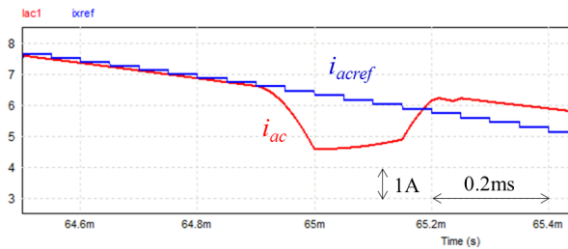
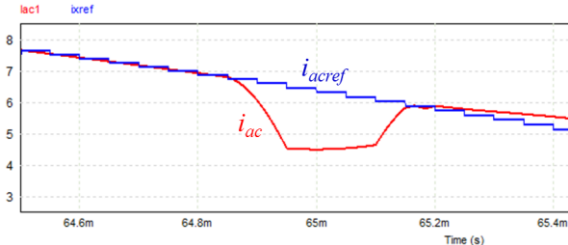


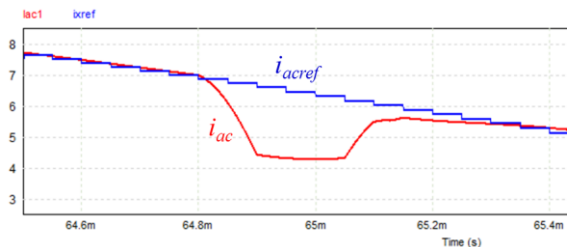
図6 電圧ゼロクロス付近の拡大図
Fig. 6 Zoom-in waveforms around voltage zero-crossing



(a)



(b)



(c)

図7 折り返しタイミングシフトによる交流電流波形の変化 (a) 2サイクル進み, (b)3サイクル進み, (c)4サイクル進み

Fig. 7 ac current waveforms with various unfolding timing shift

このオーバーシュートの対策として、折り返しタイミングの前倒しシフトを検討する。20kHzの制御周期の2サイクル分(100μs)、3サイクル分(150μs)、4サイクル分(200μs)前にシフトしたときの電流波形を図7に示す。ノーマルモード復帰時にちょうど目標値に到達しているのは3サイクル分進みの場合であり、これを採用する。

図8に、3サイクルシフトしたときの、少し時間軸を広げた電流波形を示す。図5に比べれば、かなり良くなっているが、まだ少しオーバーシュートが残っている。

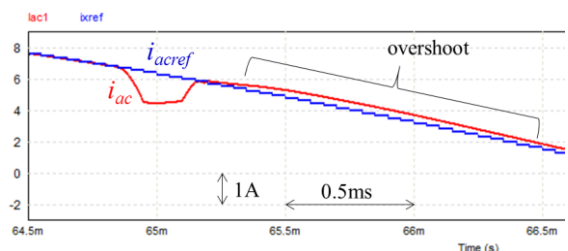


図8 3サイクル進みシフト時の交流電流波形
Fig. 8 ac current waveform with 3-cycle shift

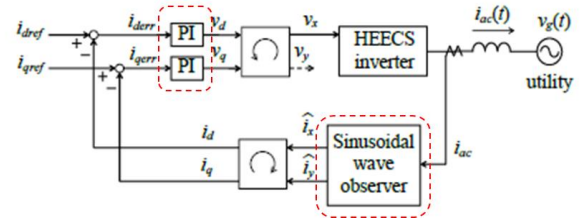


図9 電流制御系のブロック図

Fig. 9 Control block diagram of current control

図9の電流制御系に示すように、交流電流 i_{ac} は正弦波オブザーバに入力され、直交成分、さらに d 軸成分 i_d 、q 軸成分 i_q が算出され、電流基準 i_{dref} 、 i_{qref} と比較され、偏差が PI コントローラに入力される。折り返し後、ノーマルモードに復帰するまでは交流電流は必然的に電流基準からは外れ、その偏差が PI コントローラに蓄積される。その蓄積誤差が図8のオーバーシュートの原因と考えられる。

対策として、図4の区間 I、II、IIIの折り返し制御期間中は、正弦波オブザーバに本物の i_{ac} でなく、あたかも正弦波状に制御されているかのような、電流情報を与える。図10にそのブロック図を示す。 i_{ac2} は文献⁽¹⁰⁾で紹介した仮想 PWM インバータ回路の交流電流である。スイッチ SW_{iac} は折り返し直後の過渡区間では i_{ac2} 側に接続、それ以外では i_{ac} 側に接続される。図11に、図10の手法を採用した場合のシミュレーション結果を示す。図8のオーバーシュートが解消されていることがわかる。

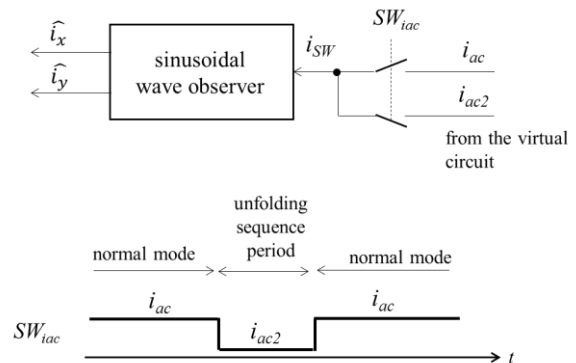


図10 図9の正弦波オブザーバへの交流信号入力を選択
Fig. 10 Selection of ac current signal input to the sinusoidal observer in Fig. 9

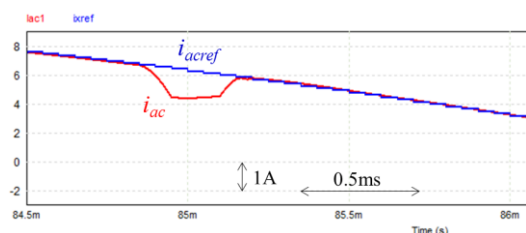


図11 シミュレーション結果

Fig. 11 Simulation results with ac current signal selection mechanism

5. シミュレーション結果と実験結果

Table 2 にシミュレーションと実験に用いた回路定数を示す。

Table 2

系統電圧	280Vrms, 50Hz
連系リアクトル	$L_g=3.77\text{mH}$
直流コンデンサ	$C=8\mu\text{F}$
直流リアクトル	$L=2.43\text{mH}$
直流電源	$E_1=250\text{V}, E_2=183\text{V}$
キャリア周波数	20kHz

図 12 に交流電流のシミュレーション結果を示す。折り返しタイミングシフト、正弦波オブザーバへの擬似入力などの対策を取ることで、ノーマルモード復帰時のオーバーシュートがほぼなくなっていることがわかる。THD は 3.35% であった。図 13 に交流電流の実験波形を示す。THD は 4.15% であった。

6. まとめ

折り返しインバータを遅れ力率で運転するときの交流電流波形を改善するための対策として、折り返しタイミングシフトと正弦波オブザーバへの擬似入力を紹介した。また、実験結果の一部を紹介した。

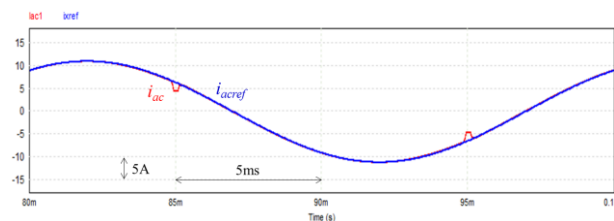


図 1 2 シミュレーション結果: 交流電流基準 i_{acref} , 交流電流 i_{ac}

Fig. 12 ac current waveform (simulation)

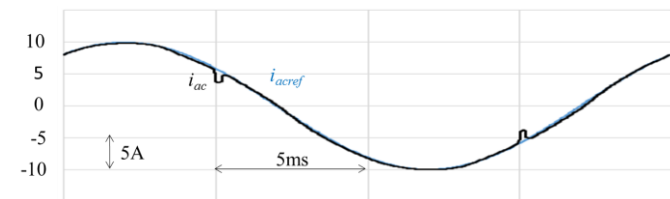


図 1 3 実験結果: 交流電流基準 i_{acref} , 交流電流 i_{ac}

Fig. 13 Experimental results: zoomed-in ac current (in black) and ac current reference (in blue)

文 献

- (1) A. Kawamura, S. Nagai, S. Itoh, and H. Obara: "A very high efficiency circuit topology for a few kW inverter based on partial power conversion principle", ECCE2018, (2018)
- (2) 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)
- (3) 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)
- (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) 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 年)
- (8) 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 年)
- (9) 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 年)
- (10) 味口、Pham、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: 改善その 2", 2023 年電気学会産業応用部門大会 1-61, (2023 年)
- (11) 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)
- (12) S. Nagai, S. Nakazaki, S. Itoh, H. Obara, and A. Kawamura: "Full-wave rectified waveform generation using deadbeat voltage control for dc/dc buck converters to realize high efficiency inverter", EPE2018, (2018)
- (13) A. Kawamura, Y. Miguchi, H. Setiadi, and H. Obara: "Survey of 99.9% Class Efficiency DC-AC Power Conversion and Technical Issues", IEEJ Transactions on Electrical and Electronics Engineering, vol. 18, issue 1, pp. 6-14, (2023)