

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

味口 泰彦* Hadi Setiadi 那須 祥生
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)

Yasuhiko Miguchi*, Hadi Setiadi, Yoshiki Nasu
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 leading pf operation is possible in the past. We show that the inverter can be operated with lagging power factor 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
(High efficiency, single-phase grid-connected inverter, unfolding inverter, power factor, lagging power factor)

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。力率1未満に試みた研究は非常に少ない。Tian 他⁽⁷⁾ は”reverse dc/dc converter” という特別な回路を付加して進み及び遅れ力率運転を可能にしている。Fonkwe 他⁽⁸⁾ は第1段のフライバックコンバータに補助回路を付加して無効電力運転を可能にしている。Li 他⁽⁹⁾ は直流電圧波形を全波整流“準正弦波”電圧基準に追従させることで、力率1以下と電圧電流同時ゼロクロスを実現しているが、波形がかなり歪むという欠点がある。このように、追加回路無しで制御だけで、しかも低歪率で無効電力運転を可能にした例は報告されていなかった。そこで我々は、昨年8月、進み力率での運転が可能であることを報告した⁽¹⁰⁾。今回の発表では、遅れ力率でも運転可能であることを示す。

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。系統連系回路の簡単なモデルを図2に示す。インバータ電圧の位相と振幅を適切に制御することで電流を制御できる。

3. 遅れ力率でのゼロクロス直後の制御

参考として、通常の単相 PWM インバータを遅れ力率で運転したときの系統電圧、交流電流、直流電流波形を図3に示す。従来インバータにおいては電圧ゼロクロス前後で直流電流はプラスからマイナスに瞬時に切り替わっている。図1の HEECS の折り返しインバータでは、直流リアクトル電流が瞬時に切り替わるのは不可能であるが、プラ

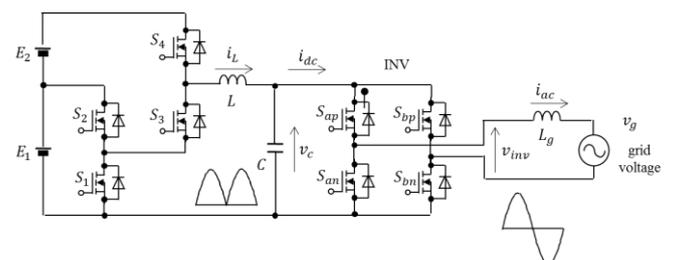


図1 HEECS を用いた系統連系インバータ回路
Fig. 1 Grid-connected inverter based on HEECS

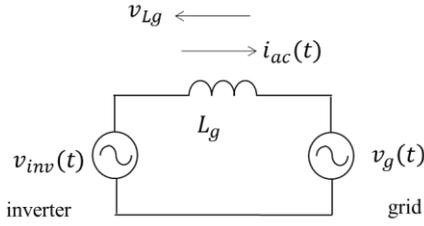


図2 系統連系回路の簡単なモデル
Fig. 2 Simple model for the grid-connected inverter

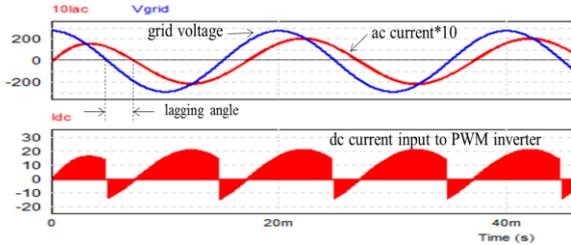


図3 従来の単相 PWM インバータの波形
Fig.3 Voltage and current waveforms of the conventional PWM grid-connected inverter

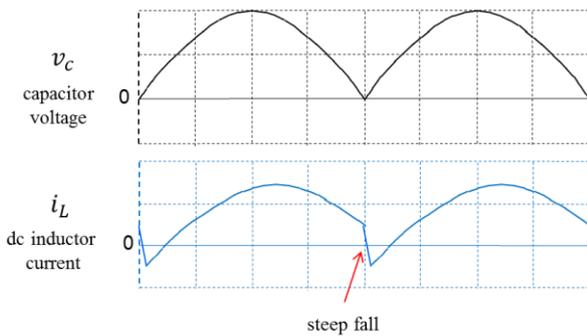


図4 電圧ゼロクロス時の望ましい波形の例
Fig.4 Desired waveforms after voltage zero-crossing

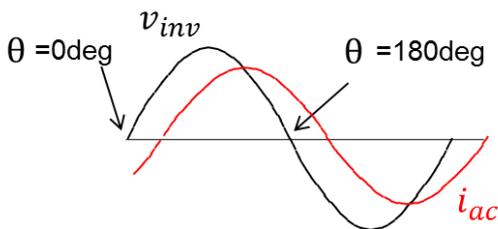


図5 遅れ力率の場合の電圧と電流の関係
Fig. 5 Relation between inverter voltage and grid current in case of lagging pf

ス値からマイナス値へなるべく急速に変わるのが望ましい。電圧ゼロクロス時の望ましい波形を図4に示す。図5に遅れ力率時のインバータ電圧と交流電流の関係の概念図を示すが、電圧がプラスからマイナスに切り替わる場合 ($\theta = 180\text{deg}$) と、マイナスからプラスに切り替わる場合 ($\theta = 0\text{deg}$) がある。以下では、 $\theta = 180\text{deg}$ の場合を例に取って直流電流を正から負に急激に変化させる手法を検討す

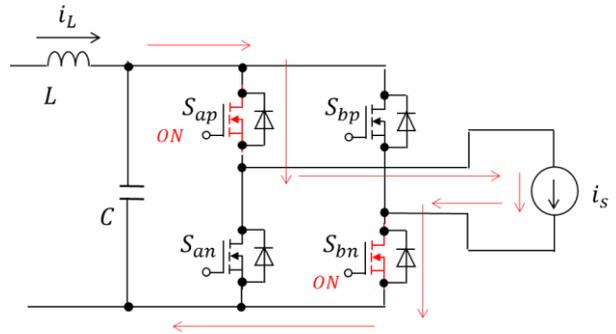


図6 電圧ゼロクロス直前の電流経路
Fig.6 Current path before voltage zero-crossing

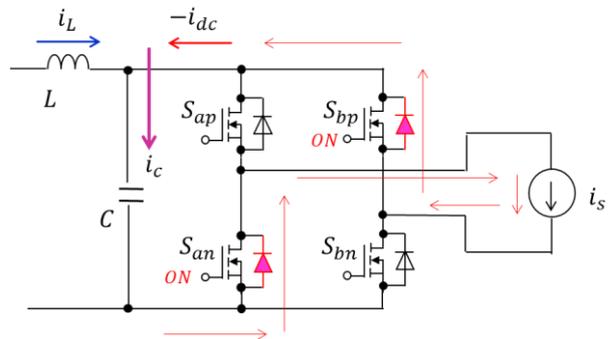


図7 電圧ゼロクロス直後の電流経路
Fig.7 Current path after voltage zero-crossing

る。図6にインバータ電圧がゼロクロスする直前の電流経路を示す。素子 S_{ap} と素子 S_{bn} に電流が流れている。ゼロクロスのタイミングで折り返し制御回路は素子 S_{an} 、 S_{bp} に ON ゲート信号を与える。図7にゼロクロス直後の電流経路を示す。素子 S_{an} のダイオードと素子 S_{bp} のダイオードに電流が流れ、直流コンデンサには、大きさがその時点の交流電流に等しい $-i_{dc}$ が右から流れ込む。一方、左からは直流リアクトル電流 i_L が流れ込む。左右両側から流れ込むので、コンデンサ電圧は急激に上昇する。通常、このような電圧上昇は回路を制御する立場からは歓迎されない現象であり、力率1未満での折り返しインバータの運転を難しくしてきた理由の一つでもあるが、ここではこの現象を逆手に取る。図8にゼロクロス直後の制御のタイミングチャートを示す。図8において、時刻 t_0 で折り返しインバータを折り返す。区間Ⅰでは図7で説明したように、急激にコンデンサ電圧が上昇する。図8では1サイクルだけ折り返しているが、後の区間Ⅱで直流リアクトル電流を急速に減少させるため、2サイクル折り返しを続けることもある。時刻 t_1 以後の区間Ⅱでは、折り返しインバータは図9に示す電流循環モード (free-wheeling mode) で動かす。これは、過大な直流電圧が交流電流に影響することを遮断する意味と、この区間で直流部では独立して直流リアクトル電流を制御する意味がある。図9では上側アームの2素子を点弧

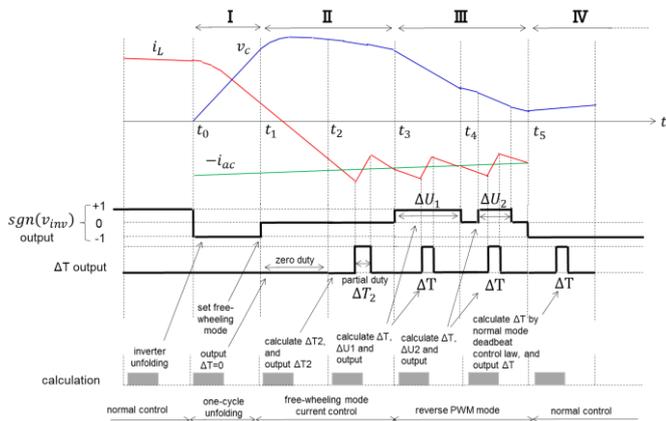


図8 タイミングチャート

Fig. 8 Timing chart after voltage zero-crossing

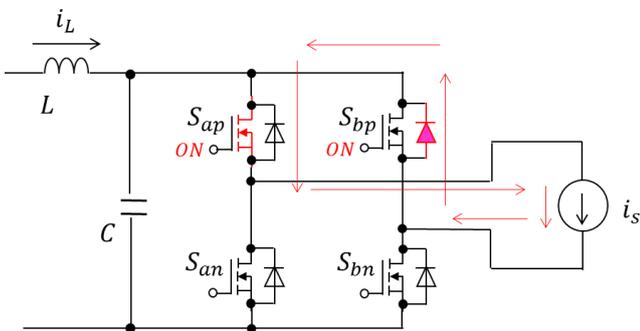


図9 電流循環モードの例

Fig. 9 An example of free-wheeling mode

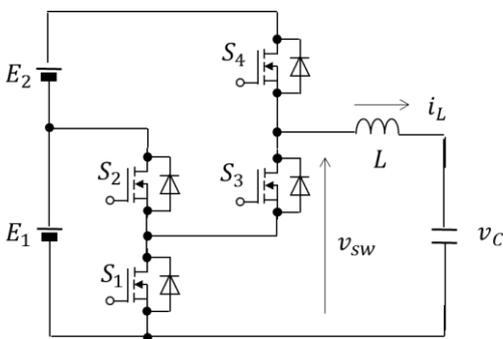


図10 区間IIの直流側等価回路

Fig. 10 Equivalent dc circuit during the period II

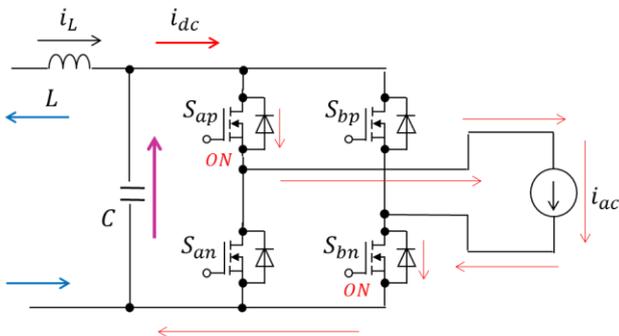


図11 逆極性PWMモードでの電流経路

Fig. 11 Current path during reverse polarity PWM mode

しているが、下側アームを点弧しても良い。図10にこの区間での直流部の等価回路を示す。例えばスイッチング周波数が20kHzの場合、図10のスイッチング回路は各サイクルで0~50μsの任意の幅のパルスを出力することでリアクトル電流を制御できる。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t3で電流が一致するようにpartial duty ΔT2を出力する。

次に、図8の区間IIIでは、逆極性PWMモードでインバータを運転する。この区間の電流経路を図11に示す。本来の折り返しインバータの極性では図7に示す通り、SanとSbpにONゲートを与えるが、逆極性PWMモードではSapとSbnにONゲートを与える。コンデンサの右側では直流電流が流れ出す。また、左側では既に直流リアクトル電流の極性が反転しているため、やはり電流が流れ出す。このため、コンデンサ電圧は急激に低下する。区間IIIの最初のサイクルではfull dutyでPWMを実行する。コンデンサ電圧が指令値に近付くと、partial duty ΔU2を出力し、軟着陸させる。この間、dc/dc converter側はリアクトル電流を目標値に一致させるようにΔTを制御する。時刻t5で軟着陸させた後、区間IVのnormal modeに移行する。

4. シミュレーション

Table1にシミュレーションに用いた回路定数を示す。

Table1

系統電圧	250Vrms, 50Hz
連系リアクトル	Lg=4mH
直流コンデンサ	C=8μF
直流リアクトル	L=2.43mH
直流電源	E1=280V, E2=125V
キャリア周波数	20kHz

図12にシミュレーション結果の一例を示す。時刻40msまでは力率1運転、40ms以降、有効電力基準P_{ref}=2400W、無効電力基準Q_{ref}=-1800var、pf=0.8で運転している。図13に電圧ゼロクロス付近の拡大波形を示す。区間Iでは2サイクルにわたって折り返しており、コンデンサ電圧及び出力電圧が急激に増加している。区間IIは電流循環モードであり、この期間に直流リアクトル電流を減少させている。区間IIIは逆極性PWMモードであり、コンデンサ電圧を急速に減少させている。図14は図12の電流波形を拡大したものである。電圧ゼロクロス直後は波形が乱れているが、それ以外は基準電流波形に正しく追従している。

5. まとめ

折り返しインバータを遅れ力率で運転するための制御アルゴリズムを示した。電圧ゼロクロス直後、直流電圧が不可避に増大する現象があり、これが制御の困難さの理由の

一つとなっていた。今回はこれを逆に利用して電流循環モードの間に直流リアクトル電流を急速に減少させ、その後

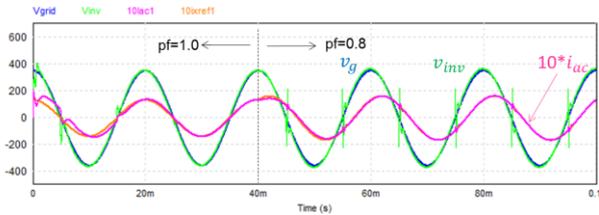


図 1 2 シミュレーション結果 (定常状態)

Fig. 12 Simulation result (steady-state)

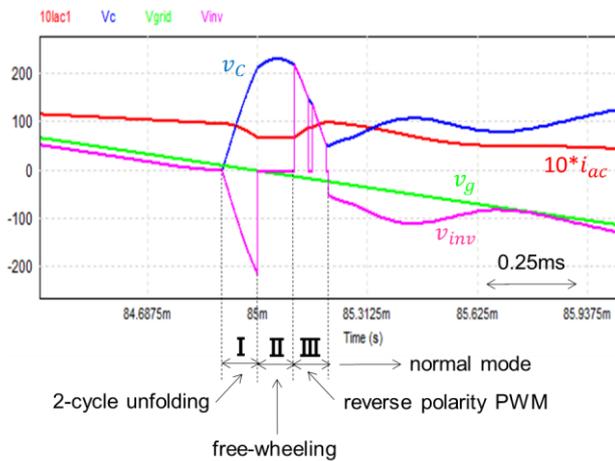


図 1 3 ゼロクロス付近の拡大波形

Fig. 13 Zoomed waveforms around zero-crossing

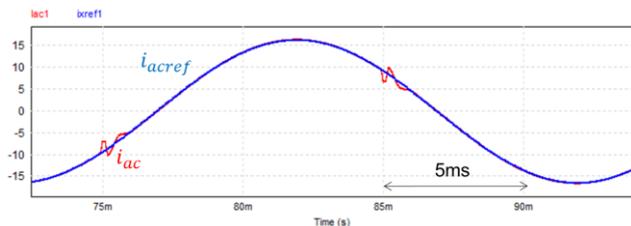


図 1 4 交流電流波形

Fig. 14 Ac current waveform

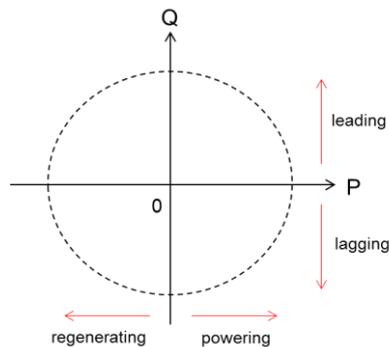


図 1 5 折り返しインバータの運転範囲

Fig. 15 Operation range of the unfolding inverter

逆極性 PWM でコンデンサ電圧を目標値に戻し、ノーマルモードに復帰させた。進み力率の場合と遅れ力率の場合の制御アルゴリズムの比較を表 2 にまとめた。

今回行ったシミュレーションでは、折り返しに制御周期の 2 サイクル、電流循環モードに 2 サイクル、逆極性 PWM に 2 サイクル消費している。時間にして $50\mu\text{s} \times 6 = 0.3\text{ms}$ は波形が乱れるが、これは半周期の 10ms に対し、わずか 3% であり、それ以外はほぼ正弦波波形基準値に追従できている。ただし、ノーマルモード復帰後の過渡波形には改善の余地がある。

図 1 5 に折り返しインバータの運転範囲を示す。従来、折り返しインバータは $Q=0$ の P 軸上、力率 1 でのみ運転可能と思われていたが、我々は昨年の発表⁽¹⁰⁾にて進み力率で運転できることを実証し、今回遅れ力率でも運転できることを示したので、4 象限運転できることが明らかになった。

実験結果については追って報告する。

謝辞：

本研究は科研費 17H06147 によってサポートされている。

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) 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)
- (3) 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)
- (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, (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 Trans. on Sustain. Energy, vol.9, no.1, pp.3-11, (2018)
- (10) 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)

表 2 進み力率と遅れ力率の制御アルゴリズムの比較

Table 2. Comparison of control algorithm

	ゼロクロス直後の回路モード	直流リアクトル電流の動き	特殊モードでの制御	ノーマルモード復帰の準備	ノーマルモードの制御
進み力率の場合	全導通モード	急速に増加させる	Full Duty and Partial Duty Combination Control (FDPDCC)	-	DBCCL+VC
遅れ力率の場合	1~2 サイクル折り返した後、電流循環モード	急速に減少させる	Zero Duty and Partial Duty Combination Control (ZDPDCC)	逆極性 PWM で直流電圧を下げる	DBCCL+VC