

# 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

正員 味口 泰彦<sup>\*a)</sup> 正員 Hadi Setiadi<sup>\*</sup> 学生員 那須 祥生<sup>\*</sup>  
正員 小原 秀嶺<sup>\*</sup> フェロー 河村 篤男<sup>\*</sup>

Leading Power Factor Operation of Very High Efficiency Single-phase Grid-Connected Inverter (HEECS)

Yasuhiko Miguchi<sup>\*a)</sup>, Member, Hadi Setiadi<sup>\*</sup>, Member, Yoshiki Nasu<sup>\*</sup>, Student Member,  
Hidemine Obara<sup>\*</sup>, Member, Atsuo Kawamura<sup>\*</sup>, Fellow

We have been investigating high efficiency energy conversion system (HEECS) with more than 99.7% efficiency. This paper shows that single-phase grid-connected inverter based on HEECS can be operated with leading power factor. All-conduction mode and its control are explained. Simulation and experiment results are described. Supply of leading reactive power should contribute to overvoltage suppression of receiving terminal voltage.

キーワード：高効率，単相系統連系インバータ，力率，全導通モード，電圧抑制，折り返しインバータ，

**Keywords** : High efficiency, single-phase grid-connected inverter, power factor, all-conduction mode, voltage suppression, unfolding 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。デッドビート電圧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<sup>(4), (5), (6)</sup>。

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<sup>(7), (8), (9)</sup>。さらに、力行と再生を用いた高精度の効率測定法も開発中である<sup>(10)</sup>。

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運転と考えられてきた。力率1未満での運転を実現した研究では、追加の回路が必要であったり<sup>(1), (2)</sup>、基準電流波形をわざと歪ませる<sup>(3)</sup>などの工夫が必要であった。本論文では、回路の追加なしで制御のみ

の工夫により進み力率（系統から見ると遅れ力率）での運転が可能であることを提案し、実証した。電圧ゼロクロス直後の全導通モードという特殊な回路モードを利用することを提案する。この期間の適切な電流制御と、通常モードへのスムーズな引継ぎに難しさが存在する。系統連系インバータとして、進みの無効電力を供給できると受電端電圧の過度な電圧上昇を抑制できるので、系統安定化にも貢献できる。本論文ではシミュレーションと実験でその効果を確認した。進み力率運転では若干効率が低下するか、その低下はわずかであることも確認した。

## 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 Fig.1 に示す。直流部ではデッドビート電圧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 Fig.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. 進み力率での回路動作

参考として、通常の単相 PWM インバータを進み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 Fig.3 に示す。HEECS の折り返しインバータ付近を取り出した回路

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

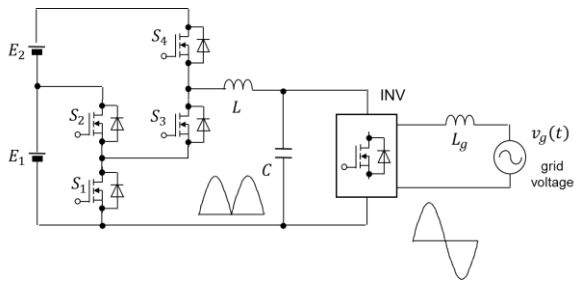


Fig.1 Grid-connected inverter using HEECS

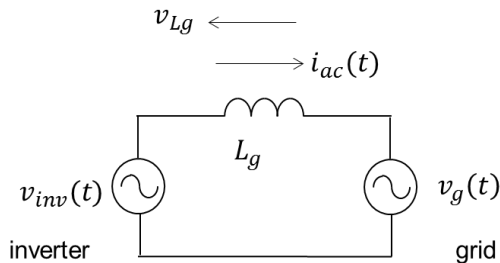


Fig.2 Simple model for grid-connected inverter

図を Fig.4 に示す。Fig.3 の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マイナスからプラスに瞬時に切り替わっている。Fig.4 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、マイナス値からプラ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 Fig.5 に示す。Fig.6 に進み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 ( $\theta=360\text{deg}$ ) がある。

以下では、 $\theta=180\text{deg}$  の場合を例にとって直流電流を負から正に急激に変化させる手法を検討する。Fig.7 にインバー

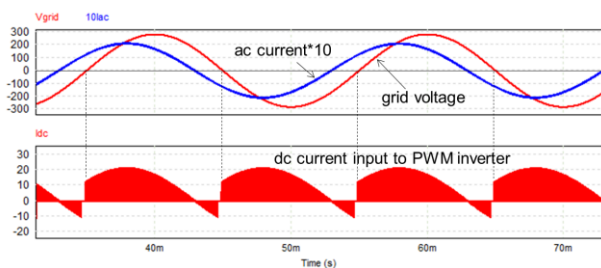


Fig.3 Voltage and current waveforms of the conventional PWM grid-connected inverter

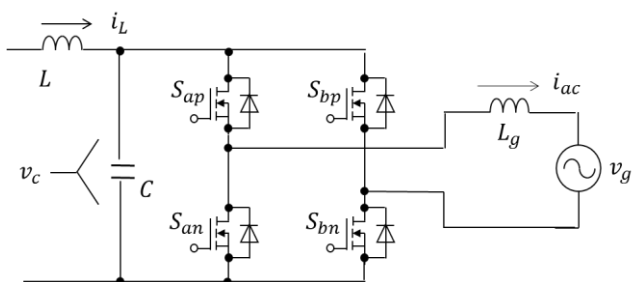


Fig.4 Unfolding inverter circuit of HEECS

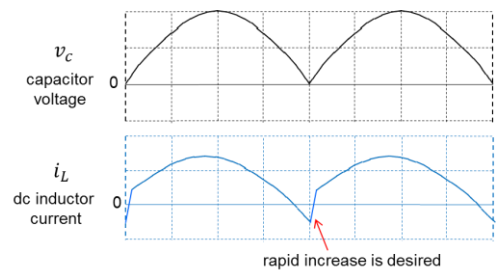


Fig.5 Desired waveforms after voltage zero-crossing

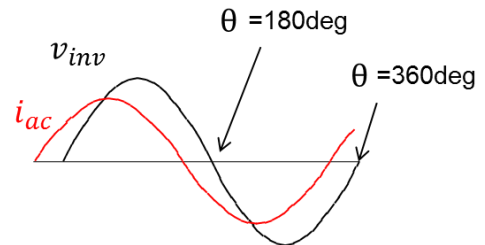


Fig.6 Relation between inverter voltage and grid current in case of leading pf

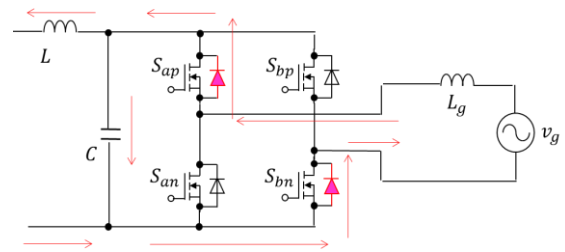


Fig.7 Current path before voltage zero-crossing

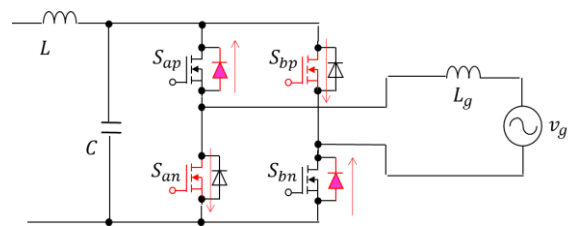


Fig.8 Device conduction states after voltage zero-crossing

タ電圧がゼロクロスする直前の電流経路を示す。素子 Sap の逆並列ダイオードと素子 Sbn の逆並列ダイオード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 San、Sbp に ON ゲート信号を与える。Fig.8 にゼロクロス直後の導通状態を示す。逆並列ダイオードには電流が流れ続けているので、インバータの 4 個の素子全部が導通する全導通モード (all-conduction mode) が出現する。通常の電圧形インバータでは瞬時に電流が乗り替わるので、これは折り返しインバータ特有の現象である。

全導通モードでの dc/dc converter 側の動作を検討する。コンデンサは短絡されているので、充電されることは無く、無視できる。従って、等価回路は Fig.9 のようになる。一方、

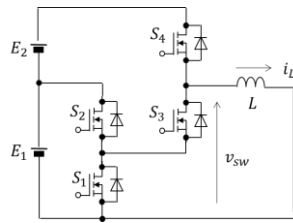


Fig.9 Equivalent circuit of dc/dc converter during all-conduction mode

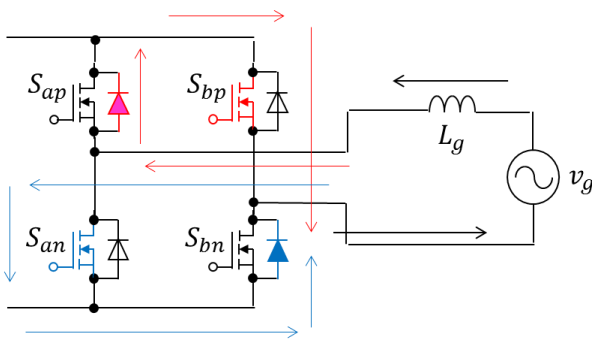


Fig.10 Ac current paths during all-conduction mode

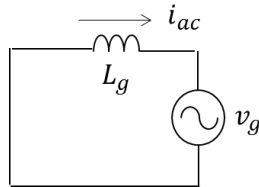


Fig.11 Equivalent circuit of ac side during all-conduction mode

交流電流は Fig.10 に示すように、2つの経路で循環電流として流れる。全導通モードにおける交流電流側の等価回路を Fig.11 に示す。回路全体の動作は Fig.9 と Fig.10 の合成になるが、直流リアクトル電流  $i_L$  は等価回路図 Fig.9 に従い、交流電流  $i_{ac}$  は Fig.11 に従うので、独立に動作する。

直流電流が増加し、逆並列ダイオードに流れる電流を打ち消した時点で全導通モードは終了し、通常モードに戻る。

#### 4. 全導通モードでの電流制御

インバータが出力を折り返した瞬間の交流電流の値を  $i_{ac0}$  とする。直流電流が上昇し、 $-i_{ac0}$  を越えると（既に述べたように）回路の全導通モードが終了する。Fig.9 の等価回路の回路方程式は

$$L \frac{di_L}{dt} = v_{sw}$$

初期値  $i_{ac0}$ 、幅  $\Delta T_{sum}$  の電圧を印加したときの電流値は

$$i_L(\Delta T_{sum}) = i_{ac0} + \frac{1}{L} \int_0^{\Delta T_{sum}} E dt = i_{ac0} + \frac{E}{L} \Delta T_{sum}$$

これが  $-i_{ac0}$  に到達するためのパルス幅を求めるには、

$$i_L(\Delta T_{sum}) = -i_{ac0}$$

を解けば良い。その結果は

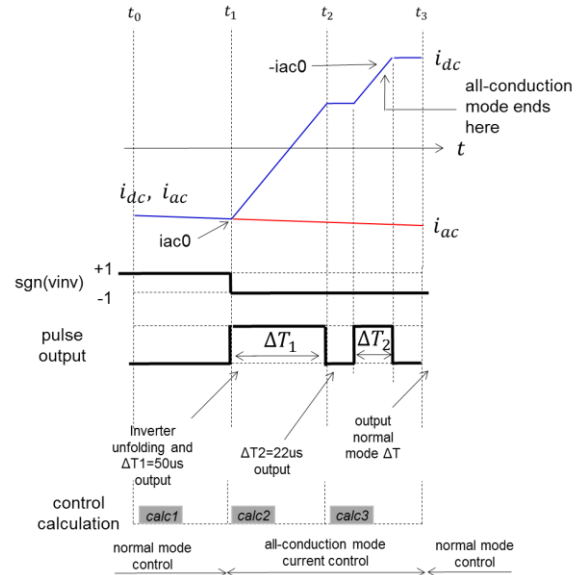


Fig.12 An example of current control during all-conduction mode

$$\Delta T_{sum} = -2i_{ac0} \cdot L/E$$

数値例：dc/dc converter のキャリア周波数及びサンプリング周波数を 20kHz、制御周期を  $T=50\mu s$ 、直流リアクトルの値を  $L=2.43mH$ 、直流電圧源の値を

$$E_1=280V, E_2=125V, E=E_1+E_2=405V$$

とする。  $i_{ac0} = -6A$  のとき、

$$\Delta T_{sum} = 12A \cdot 2.43mH / 405V = 72\mu s$$

これは  $T=50\mu s$  より長いので、1 サイクルでは全導通モードは終了せず、2 サイクル目が必要になる。

$$\Delta T_{sum} = 50\mu s + 22\mu s = \Delta T_1 + \Delta T_2$$

と分割し、1 サイクル目を full duty, 2 サイクル目を partial duty で動かす。この数値例に対応するタイミングチャートを Fig.12 に示している。  $i_{ac0}$  が大きく、2 サイクルで不足する場合は 3 サイクル以上に延ばす。逆に、  $i_{ac0}$  が小さい場合は 1 サイクルで終了することがある。このように、full duty パルスと partial duty パルスの組み合わせにより、全導通モード期間の電流を適切な値まで増加させることができる (Full Duty and Partial Duty Combination Control, FDPDCC)。

#### 5. シミュレーション結果

Table1 にシミュレーションと実験に用いた回路定数を示す。

Table1

系統電圧	280Vrms, 50Hz
連系リアクトル	$L_g=5mH$
直流コンデンサ	$C=8\mu F$
直流リアクトル	$L=2.43mH$
直流電源	$E_1=280V, E_2=125V$
キャリア周波数	20kHz

Fig.13 に有効電力基準  $P_{ref}=2400W$ 、無効電力基準

$Q_{ref}=+1800\text{var}$ ,  $pf=0.8$  を与えたときの定常状態の波形を示す。Fig.14 にゼロクロス付近の波形を示している。全導通モードではコンデンサは短絡されており、電圧はゼロに固定される。その間に直流リアクトル電流  $i_L$  は急速に立ち上がる。全導通モード終了後、コンデンサ電圧  $v_C$  はスムーズに立ち上がる。Fig.15 に交流電流波形の拡大を示している。全導通モードではコンデンサ電圧が固定され無制御になるので、その期間とその直後は電流波形が少し乱れるが、全体としての歪みはそれほど大きくない。

## 6. 実験結果

今回は紙数の関係で、 $P_{ref}=1200\text{W}$ 、 $Q_{ref}=900\text{var}(pf=0.8)$  を与えたときの定常状態の波形のみ、Fig.16 に示す。その他の実験結果は効率も含めて当日紹介する。また、進みの無効電力を供給することで受電端電圧を抑制できるが、その結果も当日紹介する。

## 7. 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進み力率での運転が可能であることを理論及び実験で明らかにした。折り返しインバータを進み力率で動かすと、電圧ゼロクロス直後に全導通モード (all-conduction mode) が出現する。このモードでは上下短絡が発生するが、素子破壊に至ることは無く運転も継続できる。また、

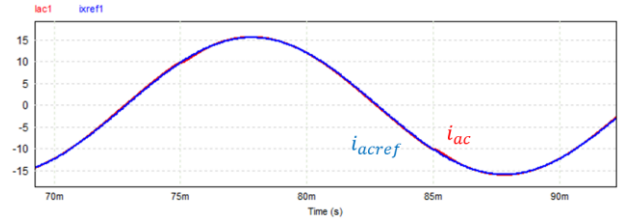


Fig.15 AC current reference and ac current



Fig.16 Steady state waveforms in experiment

blue: capacitor voltage, green: grid voltage,  
pink: dc inductor current, beige: ac current

無効電力を制御することで、受電端の電圧上昇も抑制できる。遅れ力率での運転については別途報告する。

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) B. Han, M. Kim, JS Lai, "Hybrid-mode Cuk inverter with low-voltage ride-through capability under grid faults", ECCE-Asia, (2019)
- (2) F. Tian, K.Siri, I. Batarseh, "A new single-staged bi-directional high-frequency link inverter design", 2006 IEEE IAS annual meeting
- (3) D. Li, C.Ngai, L. Liu, G.Escobar, "Reactive power control for single-phase grid-tie inverters with quasi-sinusoidal waveform," IEEE Trans. on Sustain. Energy., vol.9, no.1, pp3-11, Jan. 2018
- (4) 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)
- (5) 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)
- (6) 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)
- (7) 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
- (8) 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
- (9) 那須、味口、Setiadi、小原、河村 "2電源 HEECS インバータによる回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
- (10) 河村、那須、味口、Setiadi、小原、"高効率 HEECS インバータの損失の高精度測定法に関する一考察", 電気学会半導体電力変換研究会、SPC-21-089, 2021年3月

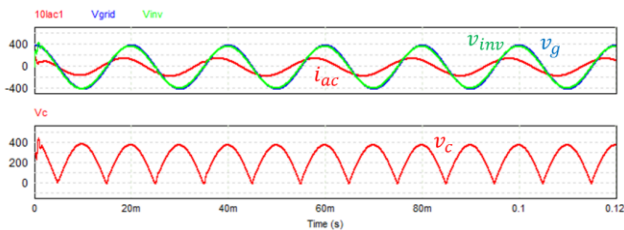


Fig.13 Steady state waveforms in simulation: grid voltage, inverter voltage, ac current, and capacitor voltage

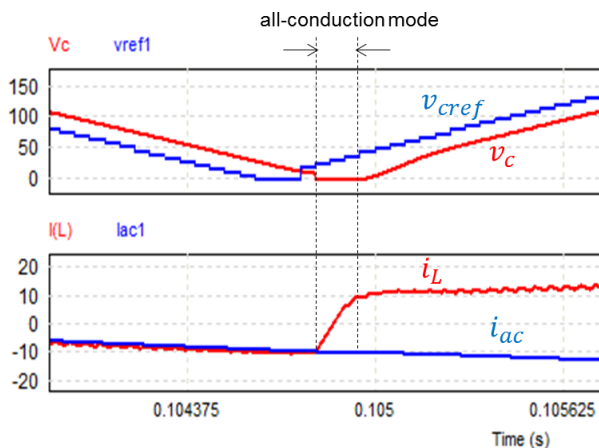


Fig.14 Waveforms around zero-crossing: capacitor voltage reference, capacitor voltage, dc inductor current, and ac current