

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

味口 泰彦* 小原 秀嶺 河村 篤男 (横浜国立大学)

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

Yasuhiko Miguchi*, 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 transient response in lagging pf operation. We show the improvement 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，逆極性 PWM (High efficiency, single-phase grid-connected inverter, unfolding inverter, power factor, lagging power factor, reverse polarity PWM)

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。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⁽¹¹⁾ 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⁽¹²⁾, Han⁽¹³⁾ 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、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^(7,9)、今年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⁾。ただし、過渡応答波形には改善の余地があった。今回の発表では、過渡応答波形の改善結果を示す。

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⁽⁸⁾。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。

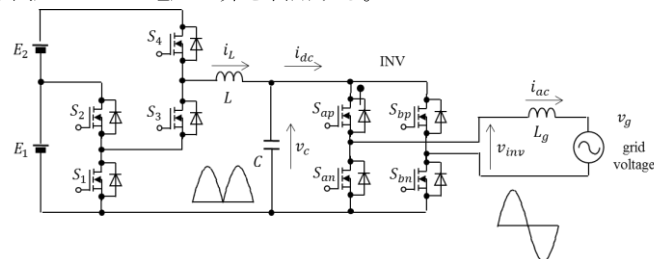


図1 HEECS を用いた系統連系インバータ回路
Fig. 1 Grid-connected inverter based on HEECS

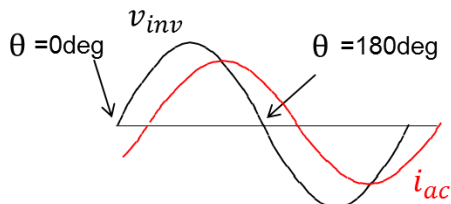


図2 遅れ力率の場合の電圧と電流の関係

Fig. 2 Relation between inverter voltage and grid current in case of lagging pf ($\theta = 180\text{deg}$ が図4の t_0 に相当する)

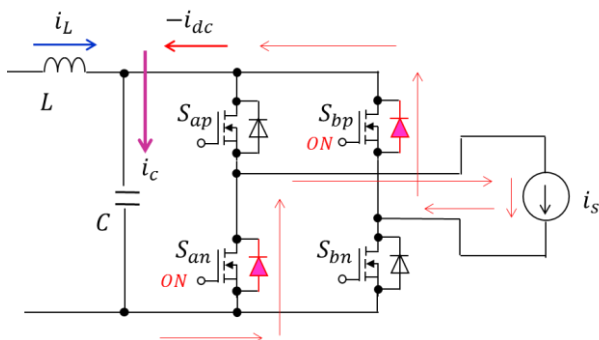


図3 電圧ゼロクロス直後の電流経路

Fig. 3 Current path after voltage zero-crossing

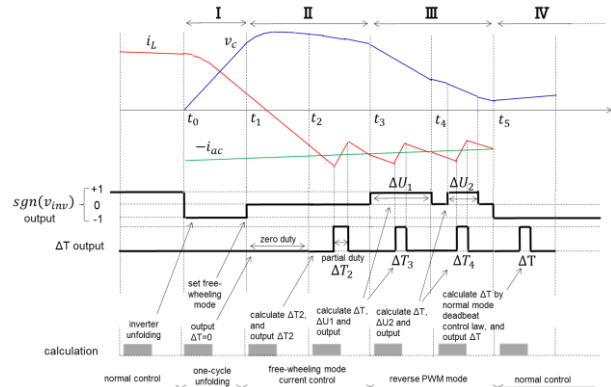


図4 タイミングチャート

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モードでインバータを運転する。逆極性PWMパルス出力時の電流経路を図5に示す。本来の折り返しインバータの極性では図3に示す通り、 S_{an} と S_{bp} に ON ゲートを与えるが、逆極性パルスでは S_{ap} と S_{bn} に ON

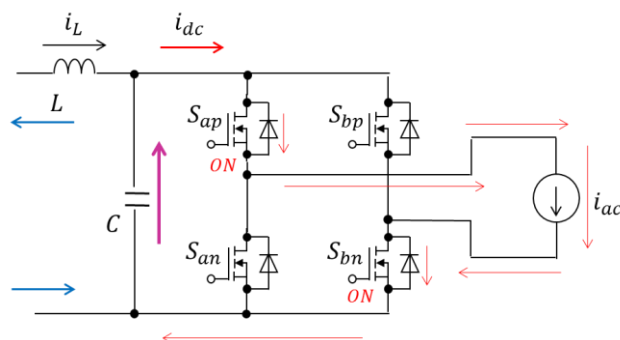


図5 逆極性PWMパルス出力時の電流経路

Fig. 5 Current path during reverse polarity PWM mode

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 ΔU_2 を出力し、軟着陸 (目標値に一致) 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 t_5 で軟着陸させた後、区間IVの normal mode に移行する。

4. 過渡波形の改善

ここで、図6を用いて逆極性PWMモードでの1サイクル区間の波形の詳細を検討する。図6の区間 $[t_1, t_2]$ では左右に電流が流れ出す。右方向には

$$i_{dc} = +i_{ac}$$

である。左方向には i_L であるが、区間IIの最後で、 i_L の大きさはほぼ $\text{abs}(i_{ac})$ に到達するように制御されている。従って、区間 $[t_1, t_2]$ におけるコンデンサ電圧の傾きは

$$dv/dt = -2 * \text{abs}(i_{ac}) / C$$

一方、区間 $[t_0, t_1]$ 及び $[t_2, t_3]$ は free-wheeling mode であり、 $i_{dc} = 0$ なのでそれらの区間のコンデンサ電圧の傾きは

$$dv/dt = -\text{abs}(i_{ac}) / C$$

となる。区間 $[t_0, t_3]$ 全体での平均の傾きは

$$\left(-2 \frac{\Delta U}{T} \text{abs}(i_{ac}) - \frac{T - \Delta U}{T} \text{abs}(i_{ac}) \right) / C$$

である。 ΔU を調整することで傾きを調整できるが、 ΔU をゼロにしても、傾きの最小値は $-\text{abs}(i_{ac}) / C$ であり、ゼロにはならない。

図4のモードIIIにおいて、コンデンサ電圧を急激に減少させるが、最後のサイクルではコンデンサ電圧を目標値に軟着陸させるために、緩やかな傾きも必要である。そこで、図6とは逆の方向にパルスを出力するモード、すなわち「順極性PWMモード」も利用する。図7に順極性PWMパルス出力時の電流経路を示す。時間区間 $[t_1, t_2]$ ではコンデンサに流入する電流はほぼバランスし、一定である。区間 $[t_0, t_1]$ 及び $[t_2, t_3]$ はやはり free-wheeling mode であり、電圧は減少するので、 ΔU を調整することで傾きを調整できる。

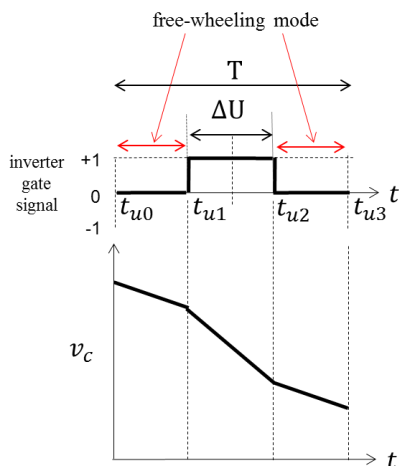


図6 逆極性 PWM モードにおける波形
Fig. 6 waveforms during reverse polarity PWM mode

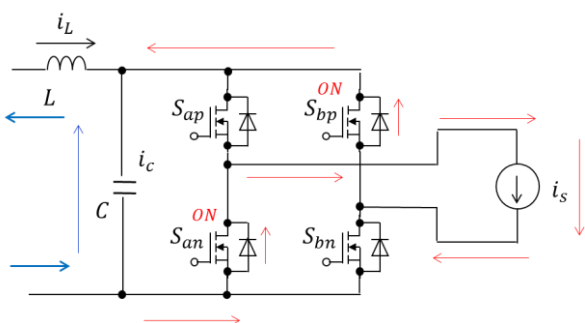


図7 順極性 PWMパルス出力時の電流経路
Fig. 7 Current path during regular polarity PWM mode

表1 インバータパルスパターンとコンデンサ電圧の傾きの関係

Table 1 relation between the inverter pulse pattern and the capacitor voltage behavior

mode	inverter pulse pattern	capacitor voltage behavior	ΔU
reverse polarity PWM mode			$0 \leq \Delta U \leq T$
free-wheeling mode			$\Delta U = 0$
regular polarity PWM mode			$-T \leq \Delta U \leq 0$
regular polarity whole pulse			$\Delta U = -T$

表1に、逆極性 PWM モード、全区間電流循環モード、順極性 PWM モード、全区間順極性モードのそれぞれの、インバータパルスパターン、コンデンサ電圧のふるまい、 ΔU

の極性をまとめた。

実際にはコンデンサ電圧と直流リアクトル電流は回路方程式を介して影響を与え合っている。ノーマルモード復帰時にコンデンサ電圧と直流リアクトル電流を同時に目標値に到達させるためには、 ΔU , ΔT に関する方程式を解く必要がある。方程式に関しては付録で詳細を述べる。

5. シミュレーション結果

Table 2 にシミュレーションに用いた回路定数を示す。

Table 2

系統電圧	250Vrms, 50Hz
連系リアクトル	$L_g=4\text{mH}$
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	$E_1=280\text{V}, E_2=125\text{V}$
キャリア周波数	20kHz

図8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 $P_{\text{ref}}=1600\text{W}$ 、無効電力基準 $Q_{\text{ref}}=-1200\text{var}$ 、 $\text{pf}=0.8$ で運転している。図9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 / 順極性 PWM 併用モードであり、コンデンサ電圧を急速に減少させると共に、コンデンサ電圧と直流リアクトル電流をノーマルモード目標値に軟着陸させている。図10は図8の電流波形を拡大したものである。図11は改善前の電流波形の例である。図10は図11より過渡波形が改善されていることがわかる。

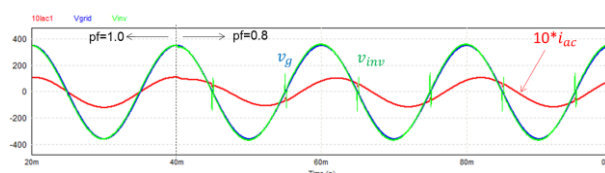


図8 シミュレーション結果 (定常状態)

Fig. 8 Simulation result (steady-state)

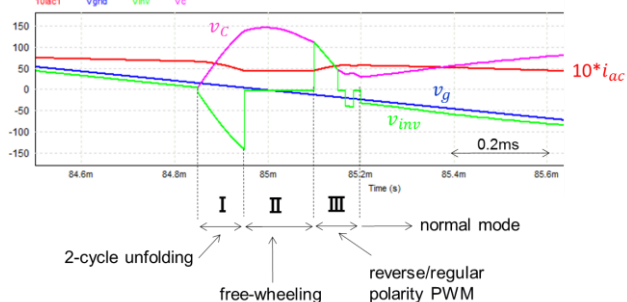


図9 ゼロクロス付近の拡大波形

Fig. 9 Zoomed waveforms around zero-crossing

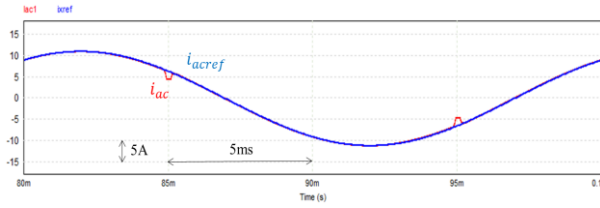


図 10 交流電流波形

Fig. 10 Ac current waveform

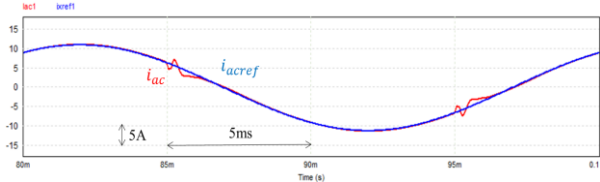


図 11 改善前の交流電流波形の例

Fig. 11 Ac current waveform before improvement

6. 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前回発表した⁽⁸⁾が、過渡波形に改善の余地があった。今回、逆極性 PWM モード／順極性 PWM モードの併用により、過渡波形を改善できることを示した。今回は、過渡波形の改善のために他にも仮想 PWM インバータ、タイミングシフト、正弦波オブザーバへのフェイク入力などの手法を用いたが、紙数の関係で割愛する。次の機会に発表したい。

付録：目標値到達のための ΔU , ΔT に関する方程式

Dc/dc converter + LC filter 部の離散時間方程式は^(4,10)

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

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

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

一般にパワー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。

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

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。

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

これを(2)に代入し

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

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

$$\begin{bmatrix} \Delta T \\ \Delta U \end{bmatrix} = \widetilde{G}^{-1} (x_{ref}(k+2) - F\widehat{x}(k+1))$$

この ΔT , ΔU は図 4 の区間Ⅲの ΔT_4 , ΔU_2 に相当する。

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) 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) 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)
- (10) 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)
- (11) 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)
- (12) 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)
- (13) 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)