

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

那須 祥生* 味口 泰彦
小原 秀嶺 河村 篤男 (横浜国立大学)

Realization of Quick Power Flow Control Using 2 Battery HEECS Inverter on Simulation
Yoshiki Nasu*, Yasuhiko Miguichi,
Hidemine Obara, Atsuo Kawamura, (Yokohama National University)

We confirmed that two battery high efficiency energy conversion system inverter, which has efficiency of 99.71% at 2.2 kW output, can be used as grid-connected inverter and control power flow quickly by simulation. This paper shows simulation results of switching between powering and regenerating with a few kW output.

キーワード : パワーエレクトロニクス, 高効率, 高速潮流制御, 系統連系インバータ
(Keywords, Power electronics, High efficiency, Quick power flow control, Grid-connected inverter)

1. はじめに

我々は、超高効率チョップと LC フィルタ, 折り返し回路を組み合わせた 2 電源 HEECS 単相インバータ (High Efficiency Energy Conversion System) を研究しており, 2.2 kW の負荷に対して 99.7 % 以上の変換効率を計測していることを既に報告している⁽¹⁾。本稿では, 2 電源 HEECS 単相インバータを系統連系インバータとして使用し, 力行状態⇄回生状態を瞬時に変化させる高速潮流制御が可能であることをシミュレーション上で確認したため, これを報告する。

2. 2 電源 HEECS 単相インバータの動作

図 1 に 2 電源 HEECS 単相インバータの回路図を示す。2 電源 HEECS 単相インバータは E_1 と E_2 の 2 つの電源を入力に持つ高効率なインバータであり, チョップ部と折り返し回路で構成される。図 2 のようにチョップ部で全波整流波形を作り出し, 折り返し回路で正弦波を出力する⁽²⁾。

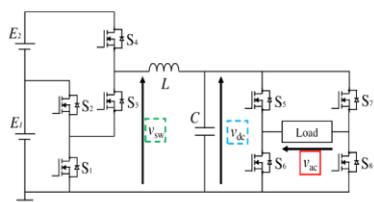


図 1 2 電源 HEECS 単相インバータ

Fig.1 2 battery HEECS single-phase inverter

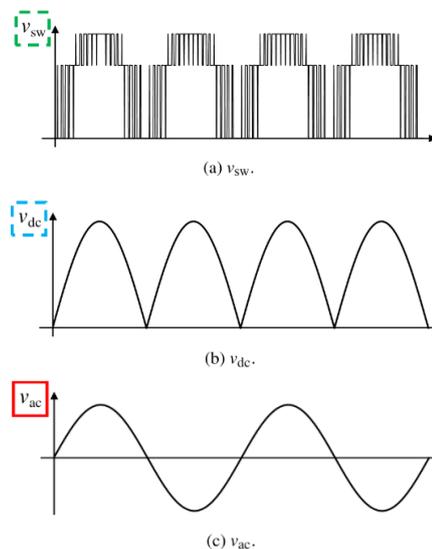


図 2 出力電圧の波形例

Fig.2 Waveform example of 2 battery HEECS inverter

3. 系統連系インバータとしての利用

2 電源 HEECS 単相インバータを系統連系インバータとして利用するには, 図 3 のようにインバータ出力と系統との間に連系リアクトルを直列に接続する。インバータの出力電圧の位相が系統に対して進みであれば力行となり系統に有効電力を供給する。出力電圧の位相が系統に対して遅れであれば回生となり系統から有効電力が供給され, 直流電源に電力を回生する。

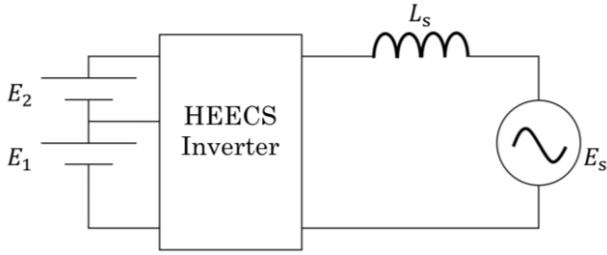


図3 系統連系インバータへの応用

Fig.3 Application for grid-connected inverter

4. 電圧指令，電流指令の導出

2電源 HEECS 単相インバータの折り返し回路におけるスイッチングは，スイッチング損を最小化するために，電流電圧ともに0であるときに行うことが望ましい。これは力率が1であることが望ましいことと同義である。そのため，図4に示される系統連系回路モデルにおいて，インバータの出力電圧と出力電流の位相差を0にするには，図5に示されるように連系リアクトルの電圧ベクトルとインバータ出力の電圧ベクトルが直交すればよい。リアクトルの電流ベクトルはリアクトルの電圧ベクトルと直行するので，インバータの出力電圧と出力電流の位相差が0となる。

インバータの出力電圧と系統電圧との位相差が α であり，それぞれの出力電圧が次式で表されるとする。

$$\begin{bmatrix} V_{inv} \\ V_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2}V_1 \sin(\omega t + \alpha) \\ \sqrt{2}V_2 \sin \omega t \end{bmatrix} \dots\dots\dots (1)$$

図5のように，インバータ出力電圧と出力電流の位相差が0であるとき，インバータ出力電圧は次式の関係を満たす。

$$|\dot{V}_{inv}|^2 + |\dot{V}_L|^2 = |\dot{V}_s|^2 \dots\dots\dots (2)$$

$$|\dot{V}_L| = |\dot{V}_s| \sin \alpha \dots\dots\dots (3)$$

通常，系統連系時の電圧位相差 α は数度程度と小さい値であるため， $\sin \alpha \approx \alpha$ と近似できる。式(2)からインバータの出力電圧実効値 V_1 について，次式が成り立つ。

$$V_1 = \sqrt{1 - \alpha^2} V_2 \dots\dots\dots (4)$$

ゆえに，インバータ側の力率を1にするには，インバータ出力電圧を系統の電圧に対して $\sqrt{1 - \alpha^2}$ 倍とすればよい。

このとき，インバータ側から系統に流す電力を P とすると次式が成立する。

$$P = \frac{\alpha V_2}{\omega L} V_1 = \frac{\alpha \sqrt{1 - \alpha^2}}{\omega L} V_2^2 \dots\dots\dots (5)$$

式(5)を α について解くと次式になる。

$$\alpha = \pm \sqrt{\frac{1 - \sqrt{1 - 4cP^2}}{2}} \dots\dots\dots (6)$$

ここで

$$c = \frac{\omega^2 L^2}{V_2^4}$$

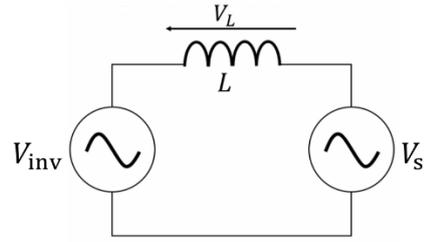


図4 系統連系回路モデル

Fig.4 Circuit model for grid-connected inverter

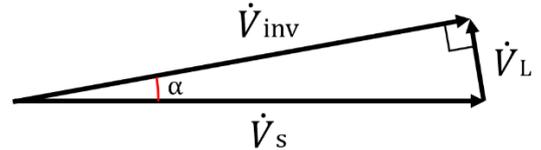


図5 HEECS インバータを用いた場合の電圧ベクトル

Fig.5 Voltage vector of grid-connected inverter

ゆえに，有効電力指令が P であるときの連系リアクトル電流 I_L は次式で表される。

$$\begin{aligned} I_L &= \frac{\sqrt{2}\alpha V_2}{\omega L} \sin(\omega t + \alpha) \\ &= \pm \sqrt{1 - \sqrt{1 - 4cP^2}} \frac{V_2}{\omega L} \sin(\omega t + \alpha) \dots\dots\dots (7) \end{aligned}$$

5. シミュレーション条件と制御則

本節では2電源 HEECS 単相インバータを系統連系インバータとして利用したときのシミュレーション条件と制御について記す。

シミュレーションソフトに Myway プラス株式会社 が提供する PSIM を使用した。2電源 HEECS インバータを構成する LC フィルタ(L_f, C_f)の素子の値は変換効率 99.7%を計測したときと同じものとしている。各種パラメータや素子の配置は図6，表1のとおりである。

制御則は HEECS インバータを系統連系インバータとして利用する際の固有の電流制御³⁾を利用している。式(7)と測定電流との差から電圧指令を生成し，チョップ部はデッドビート電圧制御により正弦波全波整流波形を生成する。電流センサによる電力損失を0にするために，LCフィルタのインダクタ電流はオブザーバを利用して推定している。

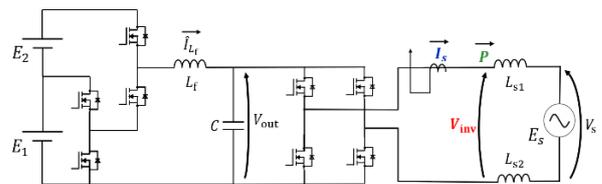


図6 シミュレーションにおける測定点

Fig.6 Measurement points on simulation.

表 1 シミュレーション時の各種パラメータ

Table 1 Simulation parameters

Parameters	Value
E_1	280 V
E_2	125 V
L_f	2.43 mH
C	8 μF
L_{s1}, L_{s2}	2 mH
E_s	400 V _{p-p}
System Frequency	50 Hz
PWM Carrier Frequency	20 kHz
Dead Time (chopper)	200 ns
Dead Time (unfolding circuit)	500 ns

6. 定常状態のシミュレーションと力行⇄回生の高速切替

本節では系統に対して1台のHEECSインバータを接続した場合の力行、回生時の各定常状態の出力と、力行と回生の状態を短時間で変化させたときの出力のシミュレーション結果を示す。

〈6・1〉力行2 kW 時の出力

図7に有効電力指令を力行2 kWとしたときのインバータ出力電圧、出力電流、出力電力の波形を示す。なおインバータは単相交流を出力するため、有効電力は基本波の2倍で振動する。

〈6・2〉力行2 kW→回生2 kWへの切替

図8に有効電力指令を力行2 kWから回生2 kWへ2msで変化させたときのインバータ出力電圧、出力電流、出力電力の波形を示す。なお、シミュレーション波形は有効電力出力が最大となる点で有効電力指令の切替を行ったものを載せている。

〈6・3〉力行→回生切替時間の変更

図9に有効電力指令を力行2 kWから回生2 kWへの切替時間 Δt を2 ms, 500 μs , 100 μs とした場合のインバータ出力電力と有効電力指令の瞬時値の波形を示す。動作モードの変更開始タイミングは図8のものと同様である。

シミュレーション結果から、有効電力指令の切替時間が短すぎると図9(c)のように電力波形のオーバーシュートが確認される。本シミュレーション条件においては、力行→回生への指令値切替が1ms程度であればオーバーシュートの見られない電力波形が確認できると考えられる。

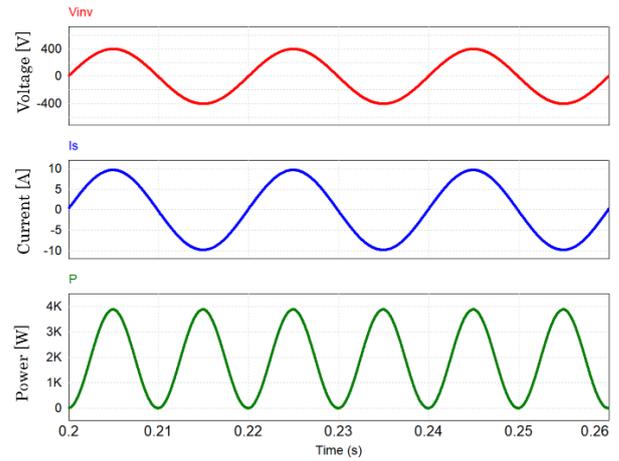


図7 インバータ出力(力行2 kW)
Fig.7 Inverter output (2 kW powering)

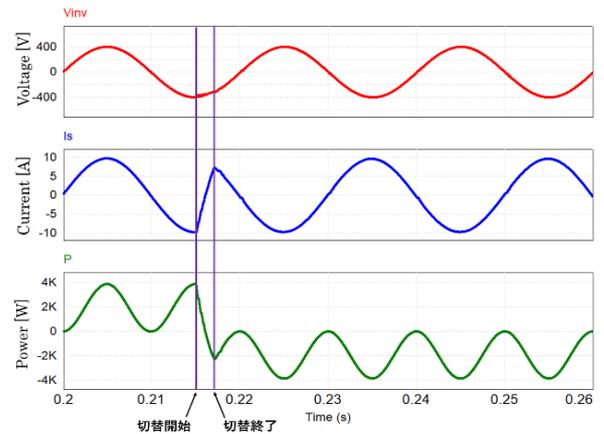


図8 インバータ出力(力行→回生への切替)
Fig.8 Inverter output
(2 kW powering→2 kW regenerating in 2ms)

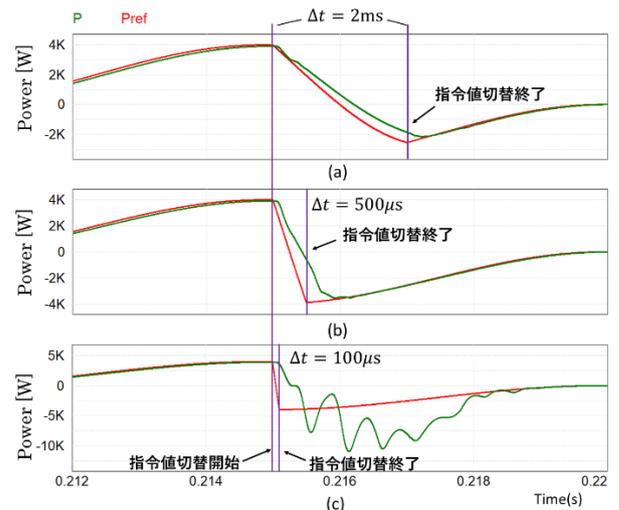


図9 インバータ出力と有効電力指令
Fig.9 Inverter output and power reference
(2 kW powering→2 kW regenerating in (a) 2ms (b) 500 μs (c) 100 μs)

7. 2 台の HEECS インバータが系統につながっている場合のシミュレーション

本節では系統に対して 2 台の HEECS インバータが接続されている状態での出力シミュレーション結果を示す。

〈7・1〉 2 台の HEECS インバータによる定常出力状態

図 11 に有効電力指令を一方は回生 3 kW, もう一方は力行 2kW としたときのインバータ出力電力波形と系統に流れ込む電力波形を示す。

〈7・2〉 一方のインバータの動作が変化した場合

図 12 に一方のインバータの動作を回生 3 kW で固定した状態で, もう一方のインバータの動作を力行 2 kW から回生 2 kW へ 2ms で変化させたときのそれぞれのインバータ出力と系統に流れる電力を示す。

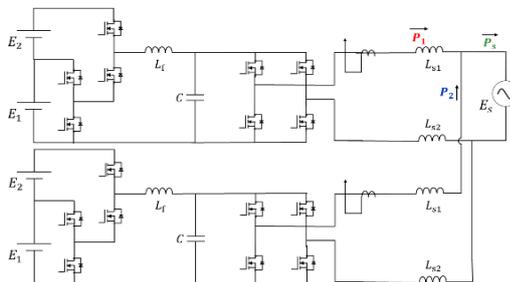


図 10 2 台の HEECS インバータの系統連系

Fig.10 Two grid-connected inverter with HEECS

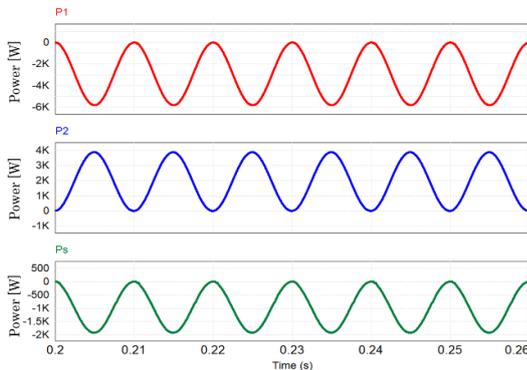


図 11 それぞれのインバータ出力と系統電力

Fig.11 Each inverter output and grid power

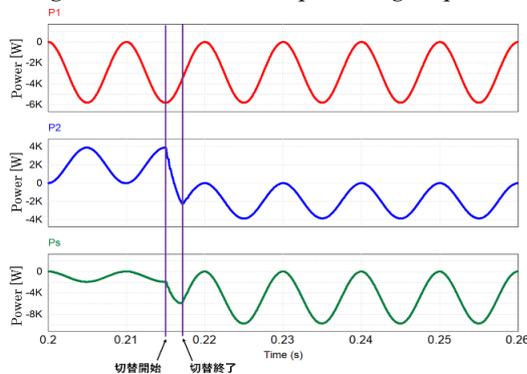


図 12 それぞれのインバータ出力と系統電力

Fig.12 Each inverter output and grid power

(P1 : 3 kW regenerating,

P2 : 2 kW powering→2 kW regenerating in 2ms)

図 11,12 から 2 台の HEECS インバータによる系統連系においても片方の動作が他方のインバータの動作に影響を与えことなく動作モードの変更が行えていることが確認できる。

8. まとめ

本稿では, 高効率な 2 電源 HEECS 単相インバータを系統連系インバータとして利用し, 分散型電源による高効率系統連系運転のシミュレーションを行った。まず, 2 電源 HEECS 単相インバータによる高効率運転に必要な電圧電流指令の導出を行った。次に, 2 電源 HEECS 単相インバータによる 2kW 程度の力行回生動作の切替が数 ms 程度で可能であることを系統に接続されたインバータが 1 台の場合と 2 台の場合についてそれぞれシミュレーションにより確認した。以上の結果から 2 電源 HEECS インバータを用いることにより, 複数の分散型電源による高効率系統連系運転が可能であると考えられる。実機を用いた実証実験は別途報告予定である。

謝辞 :

本研究は科研費 17H06147 によってサポートされています。

文 献

- (1) A.Kawamura, S.Nakazaki, S.Ito, S. Nagai, H.Obara, "Over 99.7% Efficiency Two Battery HEECS Inverter at 2.2kW Output and Measurement Accuracy Based on Loss Breakdown", IEEJ Journal of Industry Applications (to be published on No.6, Vol.9, 2020)
- (2) S. Nakazaki, S. Ito, H. Obara, A. Kawamura, "Discussion on Loss Breakdown of 99.6%Efficiency Two Battery HEECS Inverter", EPE2019, (2019)
- (3) Y. Miguchi, Y. Nasu, H. Obara, A. Kawamura "Current Control of Very High Efficiency Single-phase Grid-Connected Inverter", SPC-20-128(2020 年 9 月研究会発表予定)
- (4) Y. Tsuruta and A. Kawamura: "principle verification prototype chopper using SiC MOSFET Module developed for partial boost circuit system", in Proc. of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Sept. (2015)
- (5) 森本雅之, 「入門インバータ工学」, 森北出版, 2011
- (6) T. Miyazaki, H. Otake, Y. Nakahara, M. Tsuruya, and K. Nakahara: "A fanless operating trans-linked interleaved 5 kW inverter using SiC MOSFETs to achieve 99% power conversion efficiency", IEEE Trans. Ind. Electron.(2018)
- (7) Yukinori Tsuruta, et al.: "Realization and highly precise measurement of 100kW HEECS chopper with 99.5% efficiency", IEEJ Journal of Industry Applications vol. 8 (2019)
- (8) A. Kawamura, S. Nagai, S. Nakazaki, S. Ito, and H.Obara:"A very high efficiency circuit topology for a few kW inverter based on partial power conversion principle", in Proc. of IEEE Energy Conversion Congress and Expo, Sept. (2018)