

# 超高効率単相系統連系インバータ (HEECS) の電流制御

味口 泰彦\* 那須 祥生  
小原 秀嶺 河村 篤男 (横浜国立大学)

## Current Control of Very High Efficiency Single-phase Grid-Connected Inverter (HEECS)

Yasuhiko Miguchi\*, Yoshiki Nasu,  
Hidemine Obara, Atsuo Kawamura, (Yokohama National University)

We have been investigating high efficiency energy conversion system (HEECS) with more than 99.7% efficiency. We verified that HEECS can be used as single-phase grid-connected inverter which can control real power in both directions (motoring and regenerating). This paper shows theoretical basis of current control and simulation results.

キーワード：高効率，単相系統連系インバータ，電流制御，正弦波オブザーバ，デッドビート制御  
(Keywords: High efficiency, single-phase grid-connected inverter, current control, sinusoidal wave observer, deadbeat control)

### 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(1), (2), (3)。本論文では、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示す。これにより、太陽光インバータの系統インターフェース、電気自動車の蓄電池充電、二次電池と組み合わせて風力など変動の大きい発電装置の電力平滑化などに利用できる。ここでは電流制御の理論的基礎とシミュレーション結果を紹介する。

### 2. 回路とモデリング

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。ベクトル図の一例を Fig.3 に示す。

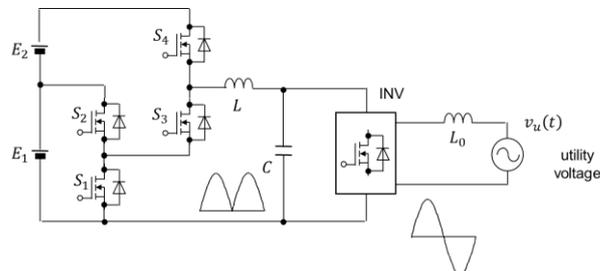


図1 HEECS を用いた系統連系インバータ  
Fig.1 Grid-connected inverter using HEECS

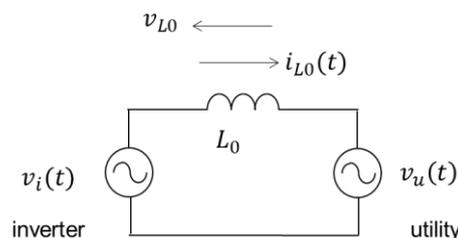


図2 系統連系回路のモデル  
Fig.2 simple model for grid-connected inverter

インバータ電圧の位相が系統電圧より進んでいる場合、インバータは系統に有効電力を供給する。逆に、位相が遅れている場合は回生になる。

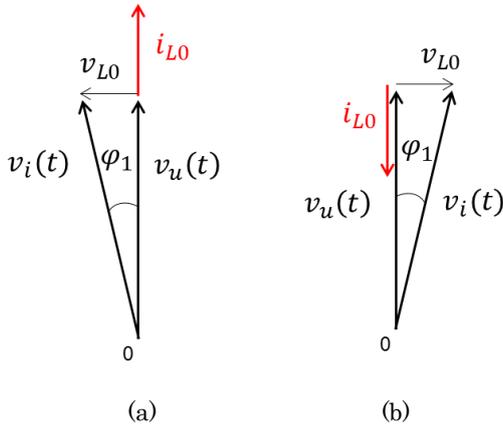


図3 系統連系インバータのベクトル図  
Fig.3 phasor diagram of grid-connected inverter

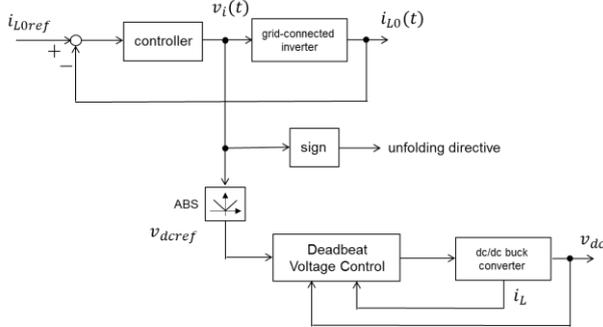


図4 制御ブロック図  
Fig.4 control block diagram

HEECS を系統連系インバータとして用いる場合の制御ブロック図を Fig.4 に示す。電流を制御するため、電流基準と検出電流が比較され、controller に入力される。Controller の出力は電圧形インバータへの電圧指令になっている。これを取り出し、符号を折り返しインバータに与え、絶対値を dc/dc converter への電圧指令として与える。Dc/dc converter はデッドビート電圧制御によって正弦波全波整流波形を生成する。

次に、dc/dc converter 部を制御するための等価回路を検討する。直流部から右方向を見ると、連系リアクトルには電流制御で決まる交流電流が流れ、それに折り返しインバータで決まる符号が付けられた直流電流が流れる。従って、図5のように、直流部は LC 回路に電流現が接続されていると考えることができる。

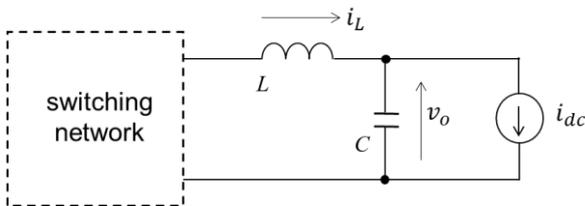


図5 等価回路  
Fig.5 equivalent circuit

この等価回路の回路方程式は下記ようになる。

$$\frac{dx}{dt} = Ax(t) + B_1u(t) + B_0i_{dc} \quad \dots\dots\dots (1)$$

ここで

$$x(t) = \begin{bmatrix} v_o(t) \\ i_L(t) \end{bmatrix}, \quad u(t) = \text{output of the switching network}$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1/C \\ -1/L & 0 \end{bmatrix}, \quad B_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1/L \end{bmatrix}, \quad B_0 = \begin{bmatrix} -1/C \\ 0 \end{bmatrix},$$

離散時間状態方程式は

$$x[k + 1] = Fx[k] + G_1\Delta T[k] + G_0i_{dc}[k] \quad \dots\dots\dots (2)$$

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

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

F は explicit に求めることができ

$$e^{AT} = \begin{bmatrix} \cos\omega_n T & \sqrt{\frac{L}{C}} \sin\omega_n T \\ -\sqrt{\frac{C}{L}} \sin\omega_n T & \cos\omega_n T \end{bmatrix}$$

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

方程式の第1行の  $x_1(k+1)$  を  $v_{ref}(k+1)$  に置き換え、

$\Delta T(k)$  について解くことによってデッドビート則が得られる<sup>(4)</sup>。

$$\Delta T[k] = \frac{1}{g_{11}} \{v_{ref}[k+1] - F_{11}v_o[k] - F_{12}i_L[k] - g_{01}i_{dc}[k]\} \quad \dots\dots\dots (3)$$

### 3. 伝達関数の極零配置<sup>(5)</sup>

ここで、制御対象と閉ループ系の伝達関数をチェックしておく。出力方程式を

$$y = v_o = Hx = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_o \\ i_L \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (4)$$

とすると、制御対象の伝達関数は

$$H(zI - F)^{-1}G_1 = \frac{g_{11} \{z - (F_{22} - F_{12} \frac{g_{12}}{g_{11}})\}}{z^2 - (F_{11} + F_{22})z + F_{11}F_{22} - F_{12}F_{21}} \quad (5)$$

C=8uF, L=2.43mH の場合、極は

$$0.9364 \pm j0.350$$

零点は

$$z_0 = F_{22} - F_{12} \frac{g_{12}}{g_{11}} = -1$$

にある。極と零点の配置を図6に示す。

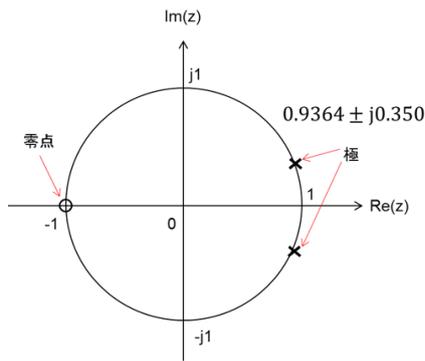


図6 制御対象の極・零点配置

Fig.6 poles and zero location of the plant

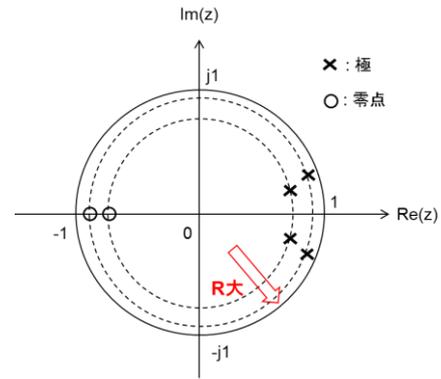


図9 LCR等価回路システムの極零点配置

Fig.9 poles and zero locations of LCR system

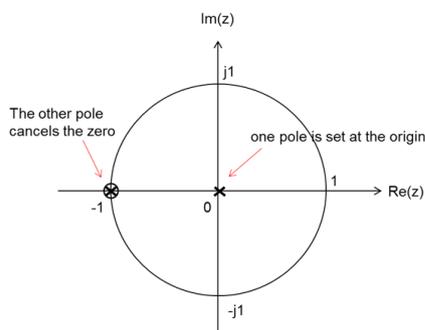


図7 閉ループ系の極・零点配置

Fig.7 poles and zero location of the closed loop system

一方、閉ループ系の伝達関数は

$$H(z) = \frac{1}{z} \frac{z+1}{z(z+1)} = \frac{1}{z} \quad \dots (6)$$

となっており、一つの極が零点の  $-1+j0$  をキャンセルし、残りの極が原点に配置されていることがわかる。安定限界に極を置いてよいかどうかは一つの懸念であり、追って検討する。閉ループ系の極・零点配置を図7に示す。

従来の HEECS の研究<sup>(1)(2)(3)</sup>では純抵抗負荷を想定して来たが、その場合の極・零点配置を復習しておく。純抵抗負荷での等価回路を図8に示す。

図8の回路に対する回路方程式から離散時間方程式を求め、いくつかのRに対する極と零点の配置を計算した結果を図9に示す。

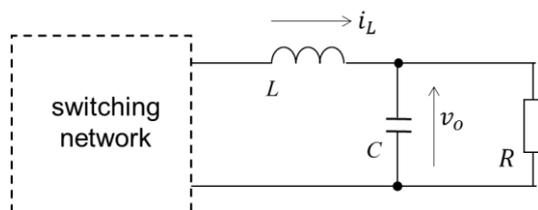


図8 抵抗負荷での等価回路

Fig.8 equivalent circuit with resistive load

極と零点は同心円上にあり、Rを大きくしていくに従い、同心円は広がってゆく。R→∞の極限では単位円と一致するが、この事実は図6のLC回路システムでの極・零点配置に符号する。

#### 4. 電流センサの省略とオブザーバの利用

HEECSの研究ではさらなる効率向上のため、電流センサの消費電力削減を考えている。ここでは、full-state オブザーバと最小次元オブザーバ<sup>(6),(7)</sup>の両方を検討する。

方程式(2)、(4)に対する full-state オブザーバは

$$\hat{x}[k+1] = F\hat{x}[k] + G_1\Delta T[k] + G_0i_{dc}[k] + K(y - H\hat{x}[k])$$

オブザーバゲイン K は推定誤差減衰度などを考慮して決められる。

最小次元オブザーバは、オブザーバの状態を  $w(k)$ 、オブザーバゲインを  $k_2$ 、オブザーバに指定する極を  $z_2$ 、推定値を  $\hat{x}(k)$  とすると

$$w(k+1) = z_2w(k) + (F_{21} - k_2F_{11} + z_2k_2)y(k)$$

$$+ (g_{12} - k_2g_{11})\Delta T(k) + (g_{02} - k_2g_{01})i_{dc}(k)$$

$$\hat{x}(k) = \begin{bmatrix} x_1(k) \\ w(k) + k_2x_1(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1(k) \\ \hat{x}_2(k) \end{bmatrix}$$

#### 5. パラメータ変動と極配置

3節で安定限界に極を配置することの懸念を述べたが、主回路のL、Cパラメータの nominal values に対してフィードバックゲインを決めた後、(経年変化などで)主回路パラメータが±10%変動した場合の極の値を表1に示す。黄色とピンクのケースは単位円の外にはみ出ている。非線形システムを(2)式で線形近似したものにデッドビート制

御を施したシステムが不安定という意味であって、もとのシステムが発散するとは限らない。実際にシミュレーションすると発散はしないが、電流波形を見ると振動が大きくなっており、危なさを感じさせる。

表1 パラメータ変動時の極の位置

Table 1 pole location changes with parameter variations

L	C	L value	C value	z1	z2
100%	100%	2.43mH	8uF	0	-1
90%	100%	2.187mH	8uF	-0.002915	-1.006995
110%	100%	2.673mH	8uF	0.002417	-0.994282
100%	90%	2.43mH	7.2uF	-0.106089	-1.007802
100%	110%	2.43mH	8.8uF	0.088035	-0.994732
90%	90%	2.187mH	7.2uF	-0.108322	-1.016476
110%	110%	2.673mH	8.8uF	0.090706	-0.989953
90%	110%	2.187mH	8.8uF	0.084805	-1.000584
110%	90%	2.673mH	7.2uF	-0.104231	-1.000707

本論文では $-1+j0$ の零点をキャンセルするのではなく、単位円の少し内側、例えば $-0.95+j0$ に配置する「コンサーバティブ極配置」を提案する（原点の極はそのまま）。新しい極配置でもシミュレーション波形はほとんど変わらない。極配置とオブザーバの組み合わせに対しパラメータを変動させた場合のシミュレーション結果を表2に示す。

L	C	pure deadbeat			conservative deadbeat		
		state feedback	full state observer	minimum order observer	state feedback	full state observer	minimum order observer
100%	100%	OK	OK	OK	OK	OK	OK
110%	110%	OK	NG	OK	OK	NG	OK
110%	90%	OK	NG	OK	OK	OK	OK
90%	90%	OK	OK	OK	OK	OK	OK
90%	110%	OK	OK	OK	OK	OK	OK

表2 極配置とオブザーバの組み合わせ

Table2 simulation results of various pole locations and observers

表2において、「OK」は出力電圧波形が正常であること、「NG」は波形が乱れていることを示す。例えば、純粋デッドビート+full-state オブザーバ、L=110%、C=90%の場合の電圧波形を図10に示す。これ以降は、コンサーバティブ極配置+最小次元オブザーバの組み合わせで研究を進める。

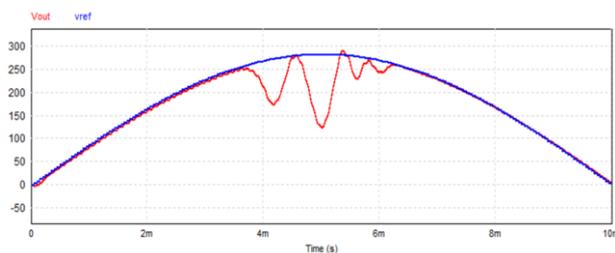


図10 波形が乱れた例

Fig.10 an example of unstable operation

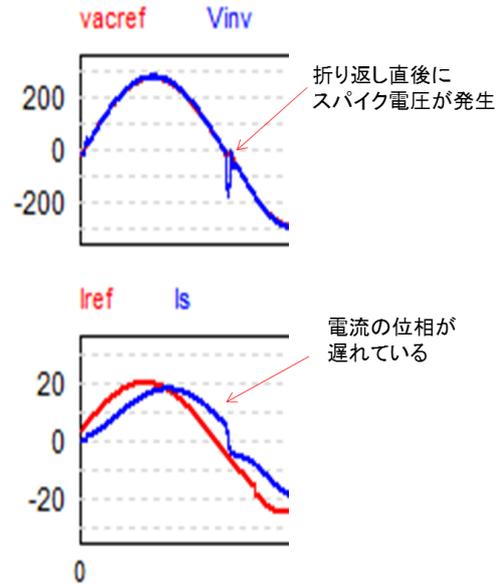


図11 波形の例

Fig.11 an example of asynchronous zero-crossing

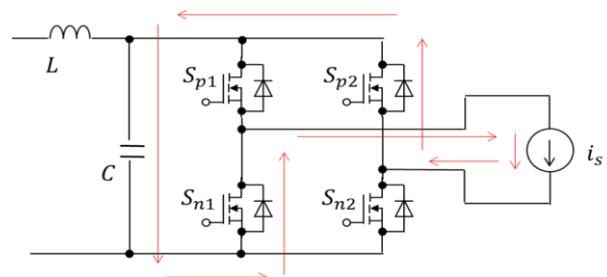


図12 電圧ゼロクロス時の電流経路

Fig.12 current path at voltage zero-crossing

## 6. 電圧電流の同時ゼロクロス

図11に、電流の位相がインバータ電圧より遅れていて、折り返し直後にスパイク状の電圧が発生している例を示す。電圧がゼロクロスする時点で電流が非零の場合、図12に示す経路で電流が流れ、直流部のコンデンサが急速に充電され、スパイク電圧が発生する。

HEECSを用いた単相系統連系インバータでは、電圧と電流の同時ゼロクロスが重要になる。そのためには、電流基準の位相を系統電圧でなく、インバータ電圧に合わせることで、電流が電流基準に定常偏差無く追従するような電流制御が必要になる。

(注) 当面の目標である、太陽光インバータへの利用やEV蓄電池充電には力率1（または-1）での運転で十分だが、将来、遅れ力率負荷での運転が必要になる場合には、ゼロクロス付近だけインバータをPWM動作させるなど、何らかの対処が必要になると思われる。

## 7. 正弦波オブザーバを用いた電流制御

三相交流電流制御では、三相電流を二相に変換し(abc/xy)、さらに回転座標変換(xy/dq)することでd軸q軸電流制御が可能であるが、単相交流の場合、そのままではd軸q軸電流制御は不可能である。そこで、仮想直交成分を何らかの手段で発生させる工夫が従来から行われて来た(Orthogonal Signal Generator(OSG)あるいはQuadrature Signal Generator(QSG)と呼ばれている)。ここでは、正弦波オブザーバ<sup>(8), (9)</sup>を利用した電流制御にトライする。

推定対象としての正弦波電流発生器は

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix}$$

$$y = i_{L0} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix}$$

正弦波オブザーバは

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_x \\ \hat{i}_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_x \\ \hat{i}_y \end{bmatrix} + K(i_{L0} - \hat{i}_x)$$

正弦波オブザーバを用いた電流制御のブロック図を図13に示す。

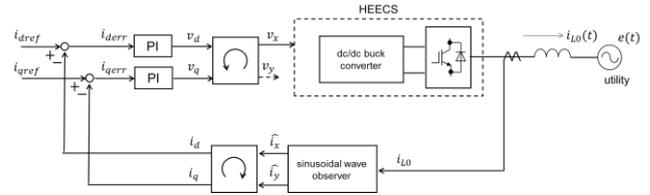


図13 電流制御ブロック図

Fig.13 current control block diagram with sinusoidal wave observer

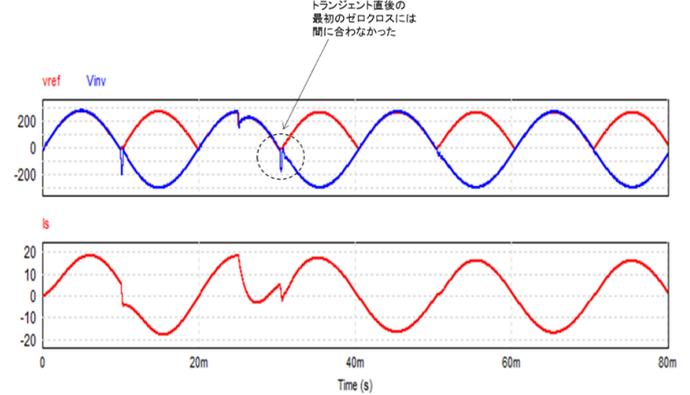


図14 力行→回生切り替えシミュレーション例

Fig. 14 simulation of motoring/regeneration changeover

## 8. タイミングを限定しての高速切り替え

前節で述べた電流制御は、定常偏差を無くすことができるだけでなく、d軸q軸のコントローラのゲインを高くすることで、高速応答も可能である。しかし、ゼロクロス直前に電流指令が大きく切り替わると、ゼロクロスタイミングまでに過渡応答が終わらず、スパイク電圧が発生してしまうことがある。一例を図14に示す。

インバータ電圧がマイナスからプラスに切り替わる瞬間を $\theta = 0\text{deg}$ 、次のゼロクロスの瞬間を $\theta = 180\text{deg}$ と呼ぶことにする。図14では $\theta = 90\text{deg}$ で電力指令が力行(3kW)から回生(-3kW)に切り替わっているが、 $\theta = 180\text{deg}$ で過渡応答が整定せず、スパイクが発生している。

このようなスパイクを防ぐ一案として、本論文では $\theta = 0\text{deg}$ と $180\text{deg}$ に限定した切り替えを提案する。

### $\theta = 0\text{deg}$ での力行→回生切り替え

図15に概念図を示す。力行中、インバータ電圧は系統電圧より進んでいる。 $\theta = 0\text{deg}$ 以降の回生動作中は遅れになる必要があるため、インバータ電圧は0Vになった時点でしばらく待機し、所定の位相差になった時点で再始動する。シミュレーション波形を図16に示す。

$\theta = 180\text{deg}$ での力行→回生切り替えも同様である。

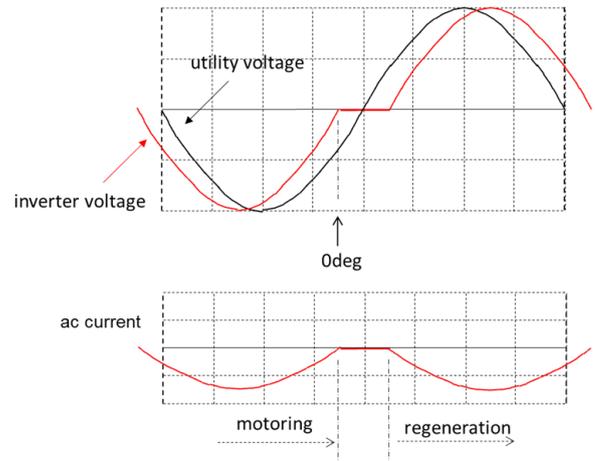


図15 力行から回生への切り替え

Fig.15 changeover from motoring to regeneration

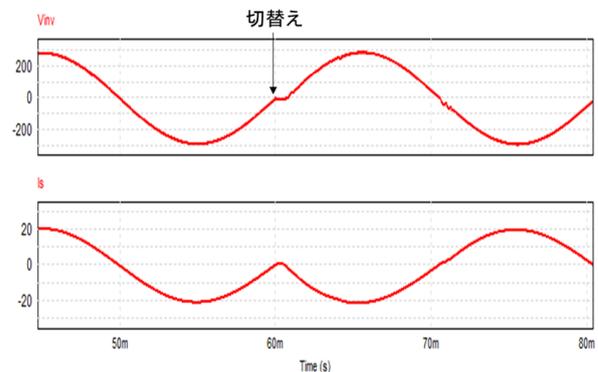


図16 力行から回生への切り替え

Fig.16 changeover from motoring to regeneration

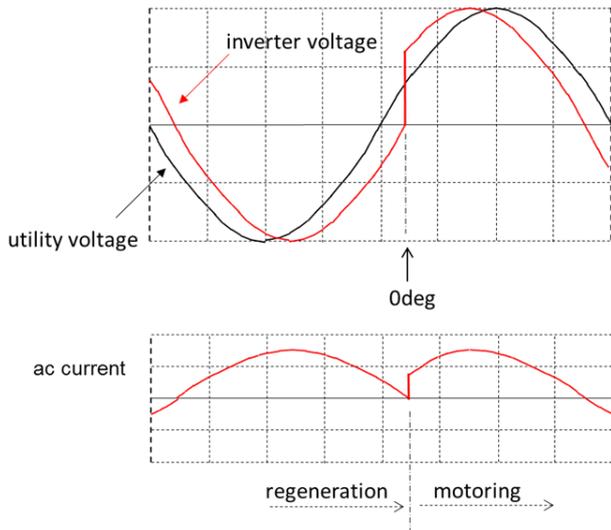


図 1 7 回生から力行への切り替え

Fig.17 changeover from regeneration to motoring

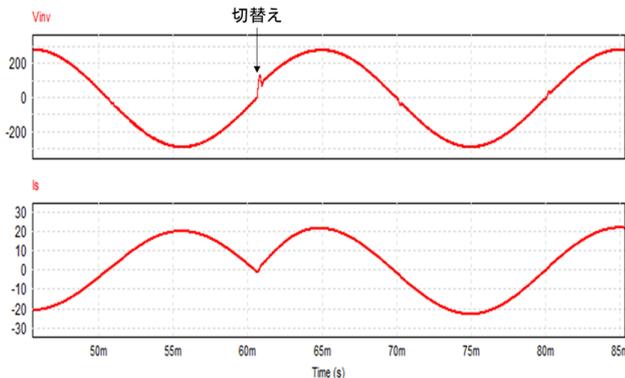


図 1 8 回生から力行への切り替え

Fig.18 changeover from regeneration to motoring

### $\theta = 0\text{deg}$ での回生→力行切り替え

図 1 7 に概念図を示す。回生中はインバータ電圧は系統電圧より遅れている。 $\theta = 0\text{deg}$  で dc/dc converter は急速に電圧を立ち上げ、進み電圧の軌道に乗せる。電流も急速に立ち上がって欲しいが、若干の遅れと振動が予想される。シミュレーション波形を図 1 8 に示す。

$\theta = 180\text{deg}$  での回生→力行切り替えも同様である。

我々はこの切り替えを ANT-C (Almost No Transient Changeover) と呼んでいる。

## 9. まとめ

本論文では、高効率変換器 HEECS を単相系統連系インバータとして用いるときの電流制御の理論的基礎を明らかにした。まず、電流制御のコントローラ出力を dc/dc converter の電圧指令として利用できることを示した。次に、LC回路+電流源の等価回路をもとに回路方程式、離散時間状態方程式、デッドビート電圧制御則を導いた。伝

達関数の極と零点の配置をチェックし、純粋なデッドビート則は安定限界にある零点をキャンセルしており、パラメータ変動時に不安定になるリスクがあることを指摘し、そのリスクを考慮してコンサーバティブな極配置を提案した。また、電流センサの消費電力節約のため、full-state オブザーバと最小次元オブザーバの2種類を検討し、最小次元オブザーバの採用を推奨した。電圧と電流の同時ゼロクロス達成するため、正弦波オブザーバを利用した d 軸 q 軸電流制御を提案した。さらに、過渡応答の整定遅れを考慮し、 $\theta = 0\text{deg}$  と  $\theta = 180\text{deg}$  に限定した高速切り替えを提案した。実験結果は別途報告の予定である。

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. 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, (to be published) (2020)
- (4) K.P. Gokhale, A. Kawamura, and R. G. Hoft : "Deadbeat microprocessor control of PWM inverter for sinusoidal output waveform synthesis", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. IA-23, No.3, pp.901-910 (1987), (Presented at IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC) Toulouse, France, June, 1985, pp.28-36)
- (5) Y. Miguchi, A. Kawamura, and R. G. Hoft : "Optimal pole assignment for power electronic systems", IEEE PESC85 (1985)
- (6) B. Gopinath : "on the control of linear multiple input-output systems", Bell System Technical Journal, Vol.50, pp.1063-1081, 1971
- (7) 有本卓 : 「線形システム理論」, 産業図書, 1974
- (8) A. Girgis, W. Chang, E. Makram : "A digital recursive measurement scheme for on-line tracking of power system harmonics", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.6,No.3 pp.1153-1160 (1991)
- (9) K. DeBrabandere, J.Driesen, R. Belmans, et.al : "Design and operation of phase-locked loop with Kalman estimator-based filter for single-phase applications", IECON2006, pp.525-530 (2006)