

受動性に基づく分散型電源の 配電系統連系制御方式に関する検討*

南 政孝[†]・引原 隆士[†]

A Study on Linkage Control between Distributed Generation and Power System Network Based on Passivity Characteristics*

Masataka MINAMI[†] and Takashi HIKIHARA[†]

This paper investigates a linkage control between distributed generation and power system network based on passivity characteristics. The proposed control focuses on the stored energy in inductors and capacitors for the system. It is numerically and experimentally clarified that the passivity-based control has a possibility of tracking target state with respect to disturbance input of power system network.

1. はじめに

近年, 太陽光発電や風力発電などの新エネルギーは次世代エネルギーとして世界的に注目され, 分散型電源として研究, 開発, 導入が進められている[1–4]. しかし一方で, これらの自然エネルギーによる分散型電源は天候, 気温, 風力などの気象条件により出力が大きく変動することが懸念される. そこで, 分散型電源の多くは出力を平準化するための蓄電装置などを併設し, 連系する配電系統からは一定の電源に見えるような制御が求められている. 分散型電源には直流を出力するものが多く, それらを系統連系するためにはインバータによる電力変換が必要不可欠である. さらには分散型電源の出力を調整するコンバータや蓄電装置の充放電を調整する双方向DC-DCコンバータから構成される. また, これらが複数並列する構成も考えられている. このように分散型電源は複数のサブシステムから構成される. そのため, 結合された変換回路の制御を各サブシステム個別の方式の統合により構築することは複雑になるばかりか, 各サブシステムの優位な特性を活かすことが難しい.

本研究は, 以上の観点により, 複数の変換回路が結合したシステムにおいて, エネルギーに関する概念である受動性[5]に基づいた制御を検討するものである. 受動

性を満たすシステムは, 次に示す重要な特徴があることがシステムのエネルギー関係から導かれる. 受動性を満たしたシステムの状態軌道は有界となる[5]. 受動性を利用した制御は有本氏ら[6]によって提案された. 有本氏らはこの制御手法により, エネルギーに散逸を与える方向に制御入力を入れ, ロボットアームの目標状態への収束を達成している. この制御手法は, 線形系のみならず, 非線形系にも適用可能な制御手法である. また, 大域漸近安定性についても言及されている. 同様の発想で, van der Schaft氏によってハミルトン系への導入が行われ, この数学的な観点からLie代数の構造との関連を示唆する結果を与えている[7]. その後, Slotine氏ら[8], Ortega氏ら[9]などにより機械系における受動性に基づく制御が研究された. さらにこの制御は機械系に留まらず, DC-DCコンバータにおいて同様の受動性に基づく制御が可能であることが, Sira-Ramírez氏らにより示された[10]. その後, Ortega氏らによって一般化された[11]. 著者らのグループは, これまでにĆukコンバータが並列接続した回路[12]およびバックコンバータの並列回路とインバータを接続した回路[13]において, 同様の考え方で受動性を満たすシステムが構成できることを示してきた.

本論文では, 上述の結果に基づきブーストコンバータとインバータを接続した回路の受動性に基づく制御を導出し, ゼロクロス検出法やPLL (Phase Locked Loop) による位相検出を用いないインバータの系統連系方式[14–16]を適用する. その制御則を適用させた場合の妥当性と有効性を数値的に検討し, 実験的に検証する.

* 原稿受付 2011年12月14日

[†] 京都大学大学院 工学研究科 Graduate School of Engineering, Kyoto University; Kyoto-Daigaku-Katsura, Nishikyo ward, Kyoto city, Kyoto 615-8510, JAPAN
Key Words: passivity, DC-DC converter, inverter, distributed generation, energy.

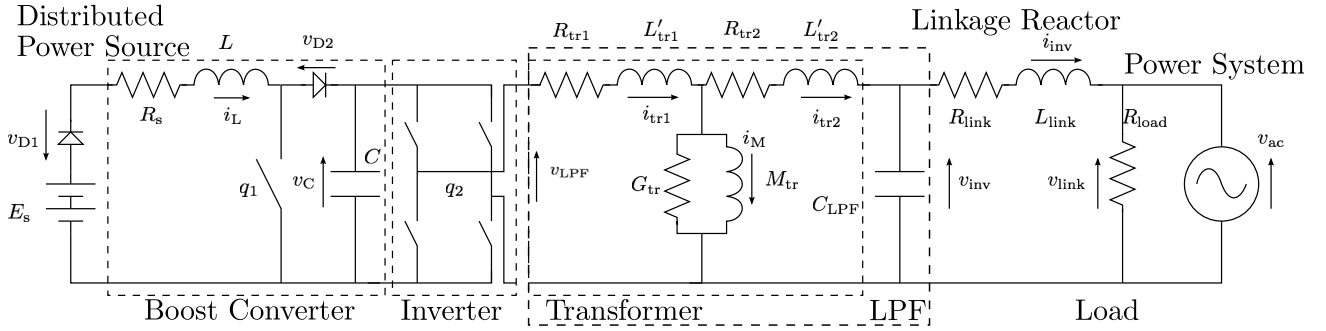


Fig. 1 Configuration of distributed generation, boost converter, and linkage inverter to power system network

2. ブーストコンバータとインバータを接続した回路における制御

本節では、ブーストコンバータとインバータを接続した回路に関して回路方程式の数理モデルをたて、受動性が成立していることを示す。つぎに、インバータの位相同期の制御とその受動性に基づく制御について述べる。

2.1 受動性に基づく制御

本項では、文献[11]に基づき受動性について定義する。さらに電気回路との対応を述べたうえで、受動性に基づく制御について説明する。

状態変数 $x \in \mathbb{R}^n$, 入出力 $u, y \in \mathbb{R}^m$ ($n, m \in \mathbb{N}$) に対して、以下のシステムを考える。

$$\frac{dx}{dt} = f(x, u), \quad y = h(x, u) \quad (1)$$

ここで、 $f: \mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^m \rightarrow \mathbb{R}^n$, $h: \mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^m \rightarrow \mathbb{R}^m$ は滑らかな関数とする。このシステムの供給エネルギー $W(t_0, t) := \int_{t_0}^t y^T u d\tau$ と蓄積エネルギー $H(x(t)): \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}_{\geq 0} := \{x \in \mathbb{R}^n : x \geq 0\}$ において以下の不等式が成立しているとき、このシステムは受動性を満たしているという。

$$H(x(t)) \leq H(x(t_0)) + W(t_0, t), \quad \forall t \geq t_0, \quad \forall u \quad (2)$$

ここで、電気回路との対応を述べる。入力 u は電気回路に印加する電圧とし、そのときに流れる電流は出力 y に対応している。供給エネルギーは電圧と電流の積を時間積分したものである。物理的なエネルギーと対応が取れていることがわかる。また、電力変換回路に含まれるスイッチは制御入力として働くが、エネルギーの授受に携わっていないので、入力 u には含めない[17]。スイッチにおけるエネルギー授受の関係は付録1に述べる。

つぎに、受動性に基づく制御について述べる。(2) 式を時間微分した不等式 $dH/dt \leq y^T u$ を考える。ここで、入力 $u = -Qy$ ($Q > 0$) と設定すると、 $dH/dt \leq -y^T Qy < 0$ となり、蓄積エネルギーが常に減少することがわかる。エネルギーを減少させるように入力を定めることが受動性に基づく制御の考え方である。さらに、目標状態への追従のための制御を考えるには、偏差エネルギー H_e を想定し、同様の考え方で $dH_e/dt < 0$ となるように入力

を決定する。偏差エネルギーは具体的な形式で後述する。

2.2 対象とする回路

本項では対象としている回路動作の数理モデルを導出する。Fig. 1 に配電系統に連系する分散型電源の実験回路の構成を示す。各内部抵抗は、それぞれ事前に実測により考慮したものである。 v_{D1}, v_{D2} は、ダイオードの特性 $i = I_0(\exp(v/nv_T) - 1)$ から電流の関数として決定している。 q_1, q_2 は、ブーストコンバータ、インバータのスイッチング関数であり、それぞれ $q_1 \in \{0, 1\}$, $q_2 \in \{-1, 1\}$ とする[18] (インバータの動作とエネルギー保存性は付録2参照)。このスイッチング関数は後述の参照値 u_1, u_2 と周波数 f_1, f_2 の三角波との比較によるPWM (Pulse Width Modulation[19]) で決定する。インバータの出力側に接続している直流絶縁用トランスは、Fig. 1 に示す等価回路モデルを用いる。この直流絶縁用トランスの直列インダクタ $L'_{tr1} + L'_{tr2}$ と C_{LPF} によってカットオフ周波数 f_c のLPF (Low Pass Filter) を設定している。この実験回路において、それぞれの回路方程式から微分方程式を導出する。以下にインダクタ、キャパシタによる微分方程式を示す。それぞれの変数と向きはFig. 1に従う。

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = E_s - v_{D1} - (1 - q_1)(v_C + v_{D2}) - R_s i_L \\ C \frac{dv_C}{dt} = (1 - q_1)i_L - q_2 i_{tr1} \\ L'_{tr1} \frac{di_{tr1}}{dt} = q_2 v_C - \frac{i_{tr1} - i_{tr2} - i_M}{G_{tr}} - R_{tr1} i_{tr1} \\ M_{tr} \frac{di_M}{dt} = \frac{i_{tr1} - i_{tr2} - i_M}{G_{tr}} \\ L'_{tr2} \frac{di_{tr2}}{dt} = \frac{i_{tr1} - i_{tr2} - i_M}{G_{tr}} - v_{inv} - R_{tr2} i_{tr2} \\ C_{LPF} \frac{dv_{inv}}{dt} = i_{tr2} - i_{inv} \\ L_{link} \frac{di_{inv}}{dt} = v_{inv} - v_{link} - R_{link} i_{inv} \end{cases} \quad (3)$$

ここで、2.1項の入出力 u, y 、さらにスイッチによる制御入力 q は、それぞれ以下で表される。

$$u = [E_s, v_{link}]^T, \quad y = [i_L, -i_{inv}]^T, \quad q = [q_1, q_2]^T$$

ここで、 T は転置を意味する． E_s は直流電圧， v_{link} は交流電圧を表す．また，状態変数 x は以下で表される．

$$x = [i_L, v_C, i_{tr1}, i_M, i_{tr2}, v_{inv}, i_{inv}]^T$$

2.3 受動性の検証

本項では，前項で導出した回路方程式が受動性を満たすことを示す．まず，インダクタ，キャパシタに蓄積されているエネルギーの全体を H とし，以下に定義する．

$$H := \frac{1}{2} \{ L i_L^2 + C v_C^2 + L'_{tr1} i_{tr1}^2 + M_{tr} i_M^2 + L'_{tr2} i_{tr2}^2 + C_{LPF} v_{inv}^2 + L_{link} i_{inv}^2 \} \quad (4)$$

つぎにこの蓄積エネルギーの時間変化を考える．(4) 式を時間微分し，(3) 式を用いて変形すると以下の形になる．

$$\begin{aligned} \frac{dH(t)}{dt} = & E_s i_L + v_{link} (-i_{inv}) \\ & - v_{D1} i_L - (1 - q_1) v_{D2} i_L - (i_{tr1} - i_{tr2} - i_M)^2 / G_{tr} \\ & - R_s i_L^2 - R_{tr1} i_{tr1}^2 - R_{tr2} i_{tr2}^2 - R_{link} i_{inv}^2 \end{aligned} \quad (5)$$

この式の右辺 1 行目は，分散型電源からと配電系統からの供給パワーである．2, 3 行目は損失パワーであり常に負である．以上より以下のエネルギーの関係が成り立つ．

$$H(t) - H(t_0) = \int_{t_0}^t \frac{dH(\tau)}{d\tau} d\tau \leq W(t_0, t) \quad (6)$$

$$W(t_0, t) = \int_{t_0}^t \{ E_s i_L + v_{link} (-i_{inv}) \} d\tau \quad (7)$$

これより，受動性が成り立つ．ここで，この受動性の関係を示す (6) 式には，スイッチング関数が含まれていないので，任意のスイッチングに対して受動性が成り立つ．

2.4 位相同期方式

本項では，インバータにおける位相同期方式について述べる．同期発電機は，回転運動の慣性により自律的に系統電圧，位相，周波数を一致させ同期を保っている [20,21]．そのため，同期を維持するための外部入力が必要としない．しかしながら，インバータは同期発電機のように同期を保つためには，系統電圧，位相，周波数の情報を外部から入力することによって制御する必要がある．その位相検出には，ゼロクロス検出法と PLL による方法が知られている．しかし，ゼロクロス検出法は波形歪みや位相急変による動作の保障がないことが指摘されている [22]．このような理由から近年，系統連系するインバータの多くは PLL により検出した位相を基準として種々の制御を導入している．一方，PLL などによる位相検出を用いないインバータの系統連系方式の一つとしてインバータの直流電圧によって出力の周波数を変化させる制御方式が原田氏ら [14] や大西氏ら [15] によって提案されている．著者らのグループは，これまでに上述の文献 [14,15] の提案を基にした位相同期方式について検討している [16]．

本論文では，文献 [16] の位相同期方式を目標値の算出

に用いる．その位相同期方式の支配方程式は次式となる．

$$\frac{d\delta_{inv}}{dt} = \frac{\omega_0}{v_C^*} v_C - \omega_0 \quad (8)$$

ここで， δ_{inv} はインバータの位相， v_C^* はインバータの入力電圧 v_C の目標値， ω_0 は商用電源の基本角周波数を表している．この位相同期方式の動作について説明する．位相が定常状態の値から増加（減少）してしまった場合には，インバータの目標出力電力が増加（減少）する．これは，(3) 式における v_C の微分方程式の $q_2 i_{tr1}$ の項が増加（減少）することに対応する．すると，この微分方程式に従って v_C が減少（増加）する． v_C の減少（増加）に伴い，上記の位相同期方式によって位相が減少（増加）する動作を示し，自律的に収束する．このように (8) 式の位相同期方式を用いることによってインバータが同期発電機のように振る舞う [16]．以降の数値実験では，2.2 項の微分方程式，(3) 式に (8) 式を加えたものを考える． δ_{inv} は，正弦波の目標波形の位相であり，物理的なダイナミクスではないので，状態変数 x には含めない．また， δ_{inv} の増減によりインバータの出力電圧が変化してエネルギーが増減するので， δ_{inv} のエネルギーが直接存在しているものではない．

2.5 エネルギーの時間変化に基づく制御手法

本項では，エネルギーの時間変化に基づく制御手法を説明する．受動性に基づく制御手法は，目標となる関数との偏差におけるエネルギーを常に減少させるように入力を与えることによって，目標値に追従するというものである．目標値は，ブーストコンバータの出力電圧 v_C およびインバータの出力電圧 v_{inv} を定めることによって他の変数の目標値を設定する（詳細は付録 3 参照）．以降では，上付き * の添字を目標値とする．つぎに，それぞれの目標値からの偏差エネルギー H_e を以下のように定義する．

$$\begin{aligned} H_e := & \frac{1}{2} \{ L(i_L - i_L^*)^2 + C(v_C - v_C^*)^2 + M_{tr}(i_M - i_M^*)^2 \\ & + L'_{tr1}(i_{tr1} - i_{tr1}^*)^2 + L'_{tr2}(i_{tr2} - i_{tr2}^*)^2 \\ & + C_{LPF}(v_{inv} - v_{inv}^*)^2 + L_{link}(i_{inv} - i_{inv}^*)^2 \} \end{aligned} \quad (9)$$

ここで，この偏差エネルギー H_e は，(3) 式におけるエネルギー H ((4) 式) と同様の形式で書き表している．偏差エネルギー H_e の時間微分が常に負になるように制御則を決定することで， H_e を 0 に収束させる． H_e が 0 になるとき，目標状態への追従が達成されていることになる．そこで，この偏差エネルギー H_e の時間微分を考える．

$$\begin{aligned} \frac{dH_e}{dt} = & -R_s(i_L - i_L^*)^2 - R_{tr1}(i_{tr1} - i_{tr1}^*)^2 \\ & - \{ (i_{tr1} - i_{tr2} - i_M) - (i_{tr1}^* - i_{tr2}^* - i_M^*) \}^2 / G_{tr} \\ & - R_{link}(i_{inv} - i_{inv}^*)^2 - R_{tr2}(i_{tr2} - i_{tr2}^*)^2 \\ & - (i_L - i_L^*) \{ (v_{D1} - v_{D1}^*) + (v_{D2} - v_{D2}^*) \} \\ & - (i_{inv} - i_{inv}^*) (v_{link} - v_{link}^*) \\ & + (i_L - i_L^*) (q_1 v_{D2} - q_1^* v_{D2}^*) \end{aligned}$$

$$+(q_1 - q_1^*)\{v_C^*(i_L - i_L^*) - i_L^*(v_C - v_C^*)\} \\ + (q_2 - q_2^*)\{v_C^*(i_{tr1} - i_{tr1}^*) - i_{tr1}^*(v_C - v_C^*)\} \quad (10)$$

(10) 式の第 1, 2, 3 行目は抵抗による損失なので, 常に負となる. 第 4 行目はダイオードの特性, 電流電圧の関係が単調増加であることから, 常に負になる. 第 5 行目は連系された配電系統に依存するが, 受動素子のみからなる配電を考えているので, 打ち消されるもしくは常に負となる. とくに, Fig. 1 のシステムの場合は, $v_{link} = v_{ac} = v_{link}^*$ となるので, この項は 0 になる. 第 6 行目はダイオードの立ち上がり電圧がほぼ一定でかつ小さいことから無視する. しかしながら, i_L が逆流した場合には高電圧が加えられるので, この成分を無視した影響が表れる可能性がある. 以上のことから第 7, 8 行目を常に負にするようなフィードバック制御を考えることが受動性を満たす制御となる. これらの項の q はスイッチング関数であり, PWM によって決定されるものである. そこで, これらの項を平均化し, PWM の参照値である u (u_1, u_2 はブーストコンバータおよびインバータの PWM に用いる参照値) を用いて考える. つまり, $(u_1 - u_1^*)\{v_C^*(i_L - i_L^*) - i_L^*(v_C - v_C^*)\}$ および $(u_2 - u_2^*)\{v_C^*(i_{tr1} - i_{tr1}^*) - i_{tr1}^*(v_C - v_C^*)\}$ を常に負にすることを考える. それゆえ, 以下の制御則を考える. ここで, 制御ゲイン $k_1 > 0, k_2 > 0$ としている.

$$u_1 = u_1^* - k_1 \{v_C^*(i_L - i_L^*) - i_L^*(v_C - v_C^*)\} \quad (11)$$

$$u_2 = u_2^* - k_2 \{v_C^*(i_{tr1} - i_{tr1}^*) - i_{tr1}^*(v_C - v_C^*)\} \quad (12)$$

これらの制御則を適用することによって, 偏差エネルギー H_e の時間微分が瞬時的には常に負とはいえないが, 平均的に常に負になる. (11) 式において i_L が目標値よりも増加した場合には, ブーストコンバータはオン時間を縮めることで, i_L を減少させるように動作する. また, v_C が増加した場合には, ブーストコンバータはオン時間を伸ばすことで, i_L を増加させるように動作する. そして, R_s の電圧降下で v_C は減少する. 一方, (12) 式において, i_{tr1} が目標値よりも増加した場合には出力電力は下がり, v_C が増加した場合には, 出力電力は上がる. 次節以降では, この制御手法を適用させ, 制御ゲイン k_1, k_2 の値に対する過渡動作波形の傾向について数値的に検討し, 実験的に検証する. (11) 式, (12) 式において, PWM の参照値である u はともに 0 から 1 の値を取る. 電圧, 電流の定格はそれぞれ 141 V, 0.8 A である. これらのことからゲイン k は 0.009 ($= 1/(141 \times 0.8)$) が定格である. このゲインは, 実システムへの適用を考慮して電圧と電流の次元を残している.

3. 数値的検討

本節では, 系統連系点の電圧 v_{ac} における位相 δ_{link} が急変した場合の回路の過渡動作を数値的に検討する. 実際の配電系統では, 雷などの大きな擾乱が生じたとき以

外にも, 系統の切り替えのタイミングなどによって, 系統連系点の電圧位相が急変することが起こりうる.

それぞれの制御則の効果や傾向を見るために制御ゲイン k_1, k_2 の値を変化させた条件下で数値計算を行う. 数値計算では, スイッチは理想スイッチを仮定する. また, Table 1 に各パラメータの実値を示す.

3.1 (11) 式をブーストコンバータに適用させた場合

本項では, (11) 式をブーストコンバータに適用させた場合について考える. Fig. 2 に δ_{link} が $t = 0.1$ において $-0.7 \rightarrow 0$ となる外乱に対して, (11) 式をブーストコンバータに適用させた場合の各状態変数およびブーストコンバータの参照値 (Duty 比) u_1 に対する過渡動作波形を示す. ここでは, ステップ的な位相急変を想定しているが, 後述の実験による検証時にステップ的な変化を実現することはその間に非現実的な変数変化を要するため困難であるので, 現実的な位相変化を検討する. また, 対象としている状態変数 (i_L および v_C) の目標値は直流値, インバータの位相 (δ_{inv}) は, 連系点電圧位相 δ_{link} から一定の位相差を持った値が理想的な振舞いである.

制御ゲイン k_1 が 0 から 0.010 までの結果について考える. Fig. 2(a) は, 制御ゲインが k_1, k_2 ともに 0 なので, 受動性に基づく制御則を適用していない場合に対応する. δ_{link} のインパルスの変動は相対的に出力電力の変動に見なされ, v_C の変動を誘発する. さらに, (3) 式において i_L は v_C に比べて十分速い動作を示す. そのため, i_L は v_C の変動に合わせた変動を示すことが確認できる.

つぎに, Fig. 2 において受動性に基づく制御則 ((11) 式) を適用させた結果について考える. 上述のように δ_{link} の急変により, δ_{inv} が相対的に減少し, i_L および v_C が変動している. (11) 式によってその変動を抑制するように働く. 実際, i_L が減少, v_C が増加している際には, ブーストコンバータの Duty 比 u_1 が増加している. その結果, 制御ゲイン k_1 の増加に伴って, i_L の変動が抑制されていることがわかる. しかし, i_L が変動しない分, v_C の振動振幅が促進され, 収束時間の増加する傾向になっていることが確認できる. さらに, v_C の振動が (8) 式によって影響し, インバータの位相 δ_{inv} の収束時間が長くなる傾向にある. 同期発電機は数 s 程度の挙動を示す. このインバータは同期発電機のような挙動を示す. それゆえ, $k_1 = 0.005$ の場合には 2 s 後には十分に収束しているので適用には問題がないと考えられる. しかし, $k_1 = 0.010$ の場合には十分に収束していない. 以上のことから, 制御ゲイン k_1 を設定する指標が得られた.

本論文において適用する受動性に基づく制御則は, 収束性を良くする制御則ではなく, 目標値への追従を保証するものである. それゆえ, Fig. 2 のすべての結果について目標値への追従が達成されている. このことから, 受動性に基づく制御則は, 目標値追従動作に関して有効

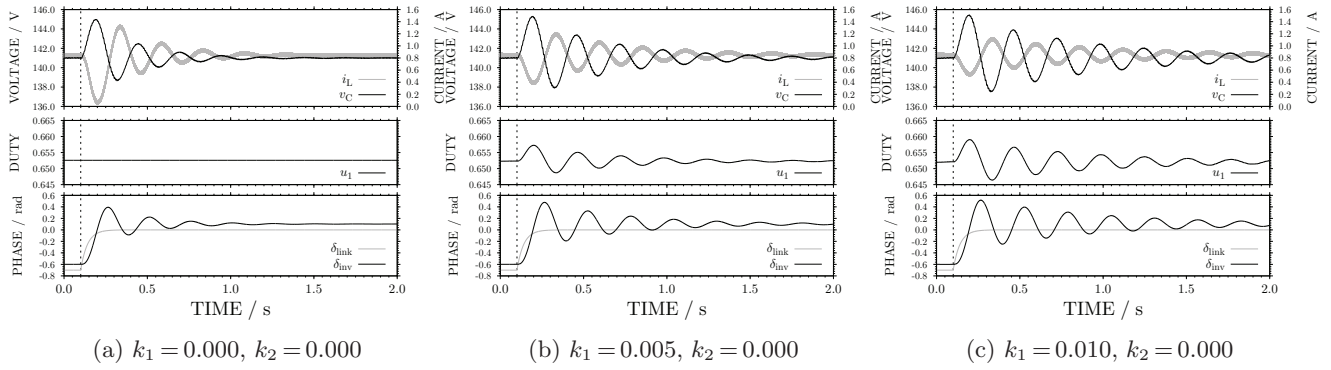


Fig. 2 Transient behavior of inductor current i_L , capacitor voltage v_C , duty ratio u_1 , and phases δ_{link} and δ_{inv} at (a) $k_1 = 0.000, k_2 = 0.000$, (b) $k_1 = 0.005, k_2 = 0.000$, and (c) $k_1 = 0.010, k_2 = 0.000$ in numerical calculations

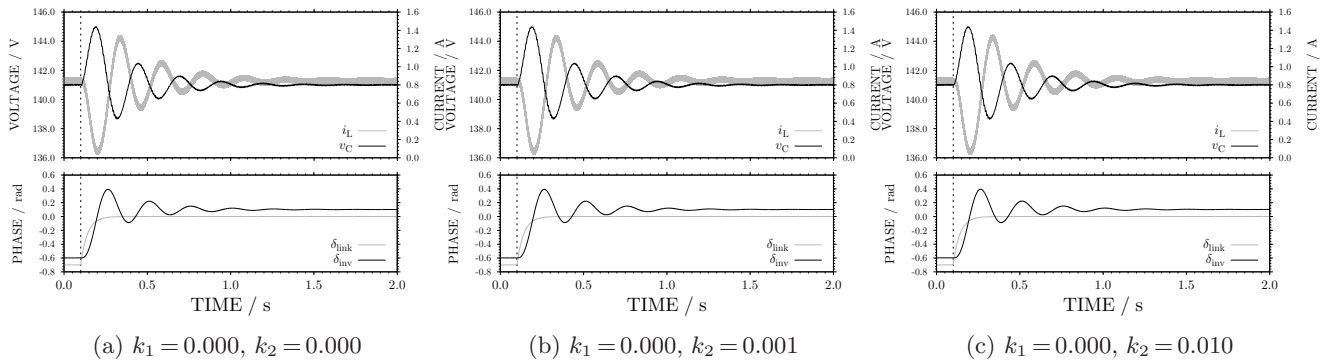


Fig. 3 Transient behavior of inductor current i_L , capacitor voltage v_C , and phases δ_{link} and δ_{inv} at (a) $k_1 = 0.000, k_2 = 0.000$, (b) $k_1 = 0.000, k_2 = 0.001$, and (c) $k_1 = 0.000, k_2 = 0.010$ in numerical calculations

Table 1 Values of parameters

E_s	51.2 V	$R_{tr1} = R_{tr2}$	1.66 Ω
C	10 mF	$L'_{tr1} = L'_{tr2}$	0.88 mH
L	25 mH	M_{tr}	660 mH
R_s	1.5 Ω	G_{tr}	460 μS
V_{opt}	141 V	C_{LPF}	10 μF
I_0	700 nA	L_{link}	87 mH
nv_T	0.05 V	R_{link}	72.8 m Ω
f_1	18 kHz	f_2	6 kHz
f_c	1.2 kHz		

である．ブーストコンバータの出力電力をあらかじめ設定して， i_L の変動を抑制するように働くので，この制御則はブーストコンバータ単体の制御として有効である．

3.2 (12) 式をインバータに適用させた場合

本項では，前項と同様に Fig. 3 に δ_{link} が $t = 0.1$ において $-0.7 \rightarrow 0$ となる外乱に対して，(12) 式をインバータに適用させた場合の各状態変数の過渡動作波形を示す．Fig. 3(a) は Fig. 2(a) と同様に受動性に基づいた制御則を適用していない場合に対応する．ここでは，比較として再掲している．Fig. 3の結果では， i_L, v_C および δ_{inv} にほとんど変化が見られない．つまり，制御ゲインをこの範囲で設定した場合には，過渡動作に影響を与えずに目標状態への追従が達成されていることを意味している．

つぎに，Fig. 4 に定常状態におけるインバータの PWM の参照値 u_2 を示す．出力電圧 v_{inv} の参照値である u_2 が $k_2 = 0.010$ のときに正弦波に高調波振動が重畳していることが確認できる．この原因は，(12) 式において i_{tr1}^* を正弦波として用いているが， i_{tr1} はインバータによる高周波も含んでいるからである．そのため，(12) 式の制御ゲイン k_2 の増加に伴い， i_{tr1} の高周波成分が顕著に表れている．実際， u_2 に含まれる高周波の周波数を算出すると約 6 kHz であり，インバータのスイッチング周波数 f_2 と一致する．高調波の発生は，電気機器などの誤作動や焼損につながるため，抑制しなければならない．実際，高低圧配電系統の電圧における総合歪率は 5% と制定されている．そのため，本インバータの高調波が発生しない制御ゲイン k_2 を選定する必要がある．以上より，PWM による変調を併用する系では，制御ゲイン k_2 の設定には上限があることが示された．

3.3 (11), (12) 式を適用させた場合

前項までの結果を受けて，Fig. 5 に $k_1 = 0.005, k_2 = 0.001$ として (11), (12) 式を適用させた場合を示す．結果から目標状態への追従が達成していることが確認できる．

4. 実験的検証

本節では，製作した実験システムにおいて提案手法の妥当性と有効性を実験的に検証する．実験条件は前節の数値計算と同じとし，各状態変数の過渡動作が数値計算

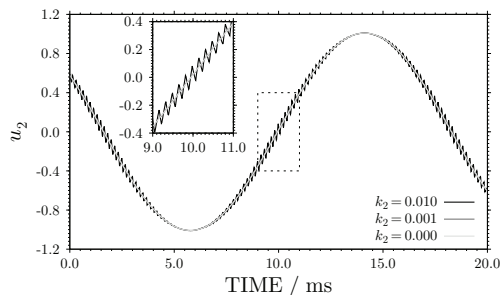


Fig. 4 Steady state of the reference signal u_2 in numerical calculations

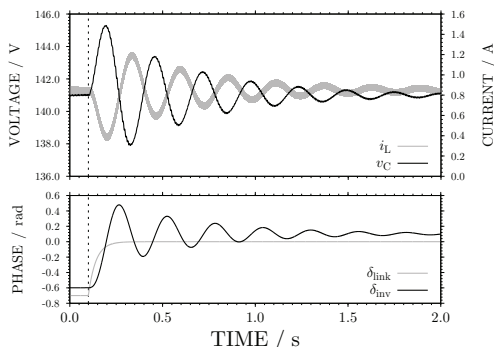


Fig. 5 Transient behavior of inductor current i_L , capacitor voltage v_C , and phases δ_{link} and δ_{inv} at $k_1 = 0.005$, $k_2 = 0.001$ in numerical calculations

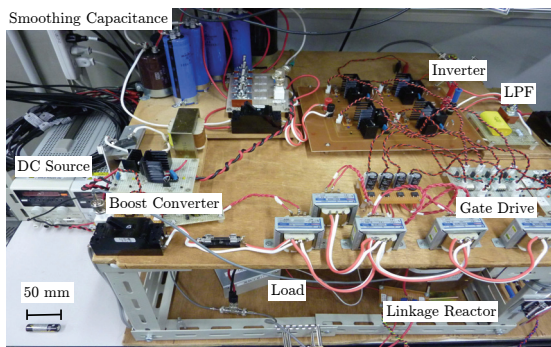


Fig. 6 Experimental system

結果と定量的かつ定性的に一致することを示す。

4.1 実験装置

ここで用いる実験システムを Fig. 6 の写真に示す。回路構成は、Fig. 1 に示す通りである。ブーストコンバータの半導体スイッチング素子には、SPW47N60C3 (infineon 社製、耐圧 650 V) を使用し、インバータの半導体スイッチング素子は、STW13NK100Z (STMicroelectronics 社製、耐圧 1000 V) を使用している。これらの素子は、本実験を遂行するうえで、十分に定格を満たしており、各特性は測定済みである。また、計測にはメモリハイコード 8841 (日置電機社製、12 チャンネル) を使用している。

4.2 実験結果

本項では、3.1 項から 3.3 項の数値実験結果と対応させた実験結果を示す。Fig. 7 に (11) 式をブーストコン

バータに適用させた場合、Fig. 8 に (12) 式をインバータに適用させた場合の結果を示す。Fig. 7 において、制御ゲイン k_1 の増加に伴って、 i_L の変動が抑制され、 v_C の振動振幅が促進し、収束時間の増加する傾向になっていることが確認できる。このことから Fig. 2 の数値計算結果と定性的に一致していることがわかる。また、振動周波数もほぼ等しい。Fig. 8 において、制御ゲイン k_2 の増加に関わらず、各状態変数の変化がほとんど表れていないことが確認できる。したがって、Fig. 3 の数値計算結果と定性的に一致している。さらに、Fig. 9 に定常状態におけるインバータの PWM の参照値 u_2 を示す。数値計算結果と同様に参照値 u_2 が $k_2 = 0.010$ のときに正弦波に高調波振動が重畳していることが確認できる。 u_2 に含まれる高周波の周波数を算出すると約 6 kHz であり、インバータのスイッチング周波数 f_2 と一致することも同様に確認できる。このことから、制御ゲイン k_2 の設定には上限があることが実験的にも検証された。さらに、Fig. 10 に $k_1 = 0.005$, $k_2 = 0.001$ として (11), (12) 式を適用させた場合を示す。以上より、提案手法の特性に関して数値的、実験的にその妥当性が定量的かつ定性的に確認できた。

5. おわりに

本論文では、ブーストコンバータおよびインバータを組み合わせた分散型電源の配電系統連系について、受動性に基づき連系制御できる可能性を数値的に示し、実験的に検証した。ブーストコンバータにおける制御則によって、出力電流 i_L の変動が抑制される傾向があることを示し、ブーストコンバータ単体としての動作にとって有効であることが示された。この制御則によりインバータの応答に関して、収束性に影響が表れたが、 $k_1 = 0.005$ までであれば収束の時定数に関してほぼ変化がなく、適用に問題がないと考えられる。インバータ側の制御則の適用には、制御ゲインの値が各状態変数に変化を与えないことを確認した。また、制御ゲインにより高周波が目標値に重畳するため、その制約がかかることが明らかになった。ブーストコンバータ、インバータそれぞれに制御則を適用させた両方の場合において、各状態変数が目標状態への追従を達成した結果となった。さらに、これらの数値計算結果に基づき、実験システムを用いて有効性の検証を行い、数値計算結果と定性的かつ定量的に一致する結果が得られた。

謝 辞

本研究におけるコンバータとインバータ接続回路の受動性に基づく制御則適用の可能性を数値的に示した京都大学大学院工学研究科電気工学専攻 小室正之氏 (平成 20 年修了、現 JFE スチール (株)) にはこの場を借りて感謝の意を示します。なお著者 (南) は、京都大学グローバル COE プログラムの援助を受けていることを記

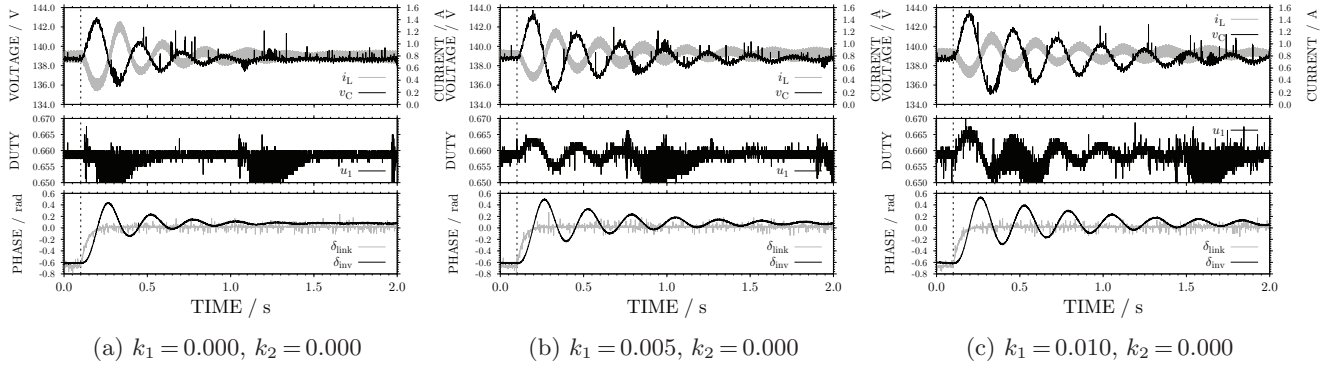


Fig. 7 Transient behavior of the inductor current i_L , the capacitor voltage v_C , the duty ratio u_1 , and the phases δ_{link} and δ_{inv} at (a) $k_1 = 0.000, k_2 = 0.000$, (b) $k_1 = 0.005, k_2 = 0.000$, and (c) $k_1 = 0.010, k_2 = 0.000$ in experimental system

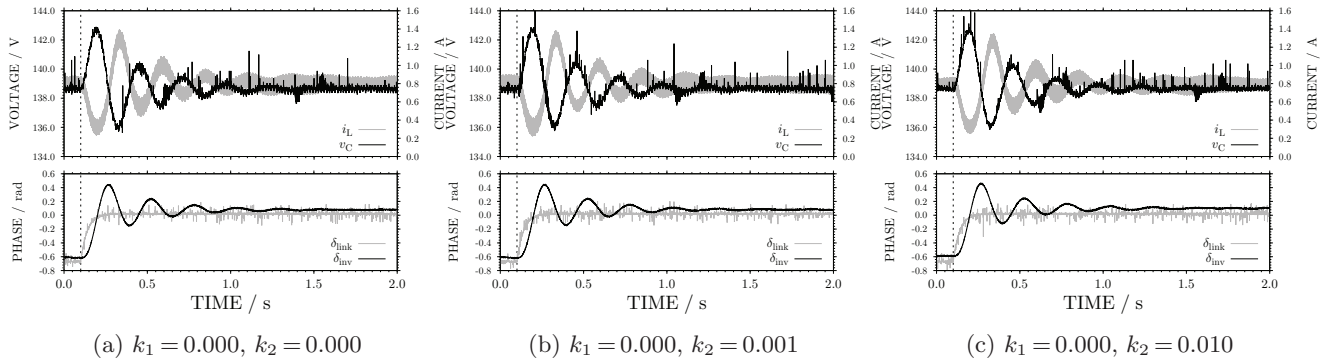


Fig. 8 Transient behavior of the inductor current i_L , the capacitor voltage v_C , and the phases δ_{link} and δ_{inv} at (a) $k_1 = 0.000, k_2 = 0.000$, (b) $k_1 = 0.000, k_2 = 0.001$, and (c) $k_1 = 0.000, k_2 = 0.010$ in experimental system

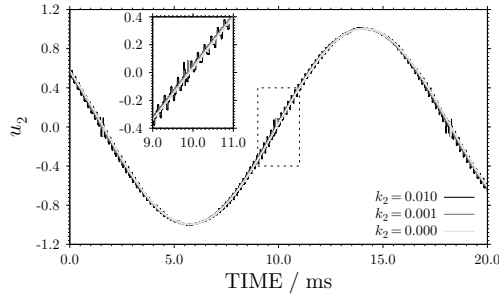


Fig. 9 Steady state of the reference signal u_2 in experimental system

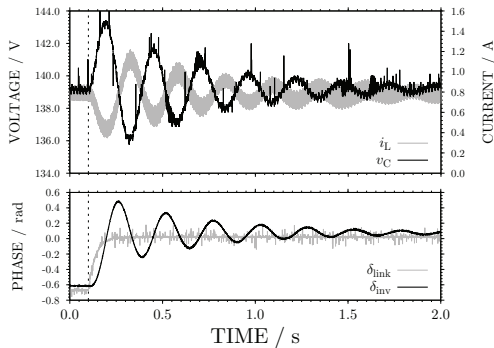


Fig. 10 Transient behavior of inductor current i_L , capacitor voltage v_C , and phases δ_{link} and δ_{inv} at $k_1 = 0.005, k_2 = 0.001$ in experimental system

し、謝意を表します。また、本研究の一部は情報通信研究機構（NICT）の研究委託を受けたものである。この場を借りて感謝致します。

参考文献

- [1] 石川：分散形電源の電力系統連系技術の最新動向；電気学会論文誌 B, Vol. 126, No. 10, pp. 964–968 (2006)
- [2] 不破，滝波：分散型電源導入拡大に伴う諸課題—配電系統連系に関する現状—；電気評論，2008年4月号，pp. 11–15 (2008)
- [3] 林：分散型電源の導入拡大に対応した配電系統電圧制御の動向と展望；電気学会論文誌 B, Vol. 129, No. 4, pp. 491–494 (2009)
- [4] 石原：総論 最近の配電技術の動向と展望；電気評論，2010年4月号，pp. 7–10 (2010)
- [5] C. A. Desoer and E. S. Kuh: *Basic Circuit Theory*, McGraw-Hill, chap. 19 (1969)
- [6] M. Takegaki and S. Arimoto: A new feedback method for dynamic control of manipulators; *Transactions of the ASME, Journal of Dynamic Systems Measurement, and Control*, Vol. 102, No. 3, pp. 119–125 (1981)
- [7] A. J. van der Schaft: Stabilization of Hamiltonian systems; *Nonlinear Analysis Theory, Methods, and Applications*, Vol. 10, No. 10, pp. 1021–1035 (1986)
- [8] J. J. E. Slotine and W. Li: On the adaptive control of robot manipulators; *The International Journal of*

- Robotics Research*, Vol. 6, No. 3, pp. 49–59 (1987)
- [9] R. Ortega and M. W. Spong: Adaptive motion control of rigid robots: a tutorial; *Automatica*, Vol. 25, No. 6, pp. 877–888 (1989)
- [10] H. Sira-Ramírez, R. A. Perez-Moreno, R. Ortega and M. Grcia-Esteban: Passivity-based controllers for the stabilization of DC-to-DC power converters; *Automatica*, Vol. 33, No. 4, pp. 499–513 (1997)
- [11] R. Ortega, A. Loría, P. J. Nicklasson and H. Sira-Ramírez: *Passivity-based Control of Euler-Lagrange Systems*, Springer, chap. 6, 7 (1998)
- [12] T. Hikiyara and Y. Murakami: Regulation of parallel converters with respect to stored energy and passivity characteristics; *IEICE Trans. Fundamentals*, Vol. E94-A, No. 3, pp. 1010–1014 (2011)
- [13] 小室, 引原: コンバータ・インバータシステムの受動性に基づく制御に関する検討; 電子情報通信学会 電子通信エネルギー技術研究会 信学技報 EE, Vol. 107, No. 330, pp. 23–28 (2007)
- [14] 原田, 村田: 太陽電池と商用交流電源のインターフェース回路; 電子通信学会論文誌 C, Vol. 69-C, No. 11, pp. 1458–1464 (1986)
- [15] 大西, 古橋, 川崎: 分散形個別連系太陽光発電システム; 電気学会論文誌 D, Vol. 115, No. 12, pp. 1448–1455 (1995)
- [16] T. Hikiyara, T. Sawada and T. Funaki: Enhanced entrainment of synchronous inverters for distributed power sources; *IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics Communications and Computer Sciences*, Vol. E90-A, No. 11, pp. 2516–2525 (2007)
- [17] R. Ortega, A. J. van der Schaft, B. Maschke and G. Escobar: Interconnection and damping assignment passivity-based control of port-controlled Hamiltonian systems; *Automatica*, Vol. 38, No. 4, pp. 585–596 (2002)
- [18] H. Sira-Ramírez and R. Silva-Ortigoza: *Control Design Techniques in Power Electronics Devices*, Springer-Verlag (2006)
- [19] D. G. Holmes and T. A. Lipo: *Pulse Width Modulation for Power Converters*, IEEE Press, chap. 3, 4 (2003)
- [20] 仁田, 安陪, 仁田, 岡田, 上田: 大学課程 電気機器 (1), オーム社, pp. 168–174 (1970)
- [21] 野中: 電気機器 (I), 森北出版, pp. 270–276 (1973)
- [22] 町田: 直流送電工学, 東京電機大学出版局, pp. 146–147 (1999)

付 録

付録 1. スイッチにおけるエネルギー授受 [17]

本節では、本文中の受動性の定義に用いられるエネルギーの関係の詳細を述べる．とくに、電力変換回路のスイッチのエネルギー授受について言及する．Fig.A1 の 1 ポートの回路の入出力とエネルギーを考える．ポートに電圧源を挿入する場合は、入力に印加する電圧、出力は

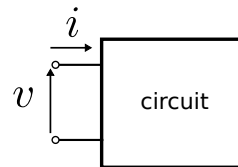


Fig. A1 A one-port circuit

入力に対する回路の応答、つまり、流れる電流となる．同様に、ポートに電流源を挿入する場合は、入力は流れる電流、出力はポートにかかる電圧となる．ここで、回路への供給エネルギーは、 $W(t_0, t) = \int_{t_0}^t i(\tau)v(\tau)d\tau$ となり、物理的なエネルギーと一致する．供給エネルギーが正ならば、「ポート」から「回路」にエネルギーを与え、供給エネルギーが負ならば、「回路」から「ポート」にエネルギーを与える．これが「ポート」と「回路」のエネルギー授受の関係である．

続いてスイッチのエネルギー授受について考える．電力変換回路のスイッチは理想スイッチを想定し、オン時は短絡、オフ時は開放となる．これをポートの入力として考えると、オン時は 0 V の電圧源を接続、オフ時は 0 A の電流源を接続していることに相当する．このとき電流電圧の積が 0 なので、供給エネルギーは常に 0 になる．この結果から「ポート」と「回路」のエネルギーの授受はないことがわかる．以上のことから、スイッチは制御入力として働いているが、エネルギーの授受に携わっていないので、入力 u には含めない．

付録 2. インバータの動作とエネルギー保存性

本節では、インバータの動作を述べる．Fig. 1 のインバータにおいて、入力する電圧を E とすると、スイッチの左上と右下がオン、右上と左下がオフの状態は、 $+E$ を、左上と右下がオフ、右上と左下がオンの状態は、 $-E$ を出力する．この回路動作をスイッチング関数 $q_2 \in \{-1, 1\}$ を用いて表現すると、 $q_2 E$ が出力すると表現できる．

つぎにエネルギー保存性について説明する．インバータの入力電流を I とすると、出力電流は $q_2 I$ となる．このとき、入力電力は EI 、出力電力は $q_2^2 EI$ となる．スイッチング関数 q_2 は ± 1 の値のみを取るなので、 $q_2^2 = 1$ である．よって、入出力の電力が等しい．エネルギーは電力の時間積分なので、エネルギーが保存することが確認できる．

付録 3. 目標値の導出

本節では、本文中では省略した目標値の算出について述べる．各状態の目標値から、ブーストコンバータ、インバータの PWM 制御に用いる目標値 u_1, u_2 を導出する．さらには、(11), (12) 式の受動性に基づいた制御則にも必要になる．以降では、上付き * の添字を目標値とする．まず、目標値を導出するために以下の仮定を設定する．

- ダイオード間電圧 v_{D1}^*, v_{D2}^* は立ち上がり電圧の値

で一定．

- スイッチは理想的であるとする．
- u_1^* , i_L^* は直流とする．

まず，ブーストコンバータの目標出力電圧 v_C^* ，インバータの目標出力電圧 v_{inv} および配電系統の目標電圧 v_{link}^* を以下のように定める．

$$v_C^* = \sqrt{2}V_{inv} \quad (A1)$$

$$v_{inv}^* = \sqrt{2}V_{inv} \cos(\omega_0 t + \delta_{inv}) \quad (A2)$$

$$v_{link}^* = \sqrt{2}V_{link} \cos(\omega_0 t + \delta_{link}) \quad (A3)$$

ここから交流の配電系統における目標値を算出するにあたり，以下のようなフェーザ表現を使用する．

$$v_{link}^* = \text{Re}[\dot{V}_{link} e^{j\omega_0 t}] \quad (A4)$$

$$v_{inv}^* = \text{Re}[\dot{V}_{inv} e^{j\omega_0 t}] \quad (A5)$$

このフェーザ表現を用いることによって，連系点電圧 v_{link}^* から LPF の入力電圧 v_{LPF}^* までの電流，電圧の目標値を順次に算出する．

$$\dot{I}_{inv} = (\dot{V}_{inv} - \dot{V}_{link}) / (R_{link} + j\omega_0 L_{link}) \quad (A6)$$

$$\dot{I}_{tr2} = \dot{I}_{inv} + j\omega_0 C_{LPF} \dot{V}_{inv} \quad (A7)$$

$$\dot{V}_M = (R_{tr2} + j\omega_0 (L_{tr2} - M_{tr})) \dot{I}_{tr2} + \dot{V}_{inv} \quad (A8)$$

$$\dot{I}_M = \dot{V}_M / j\omega_0 M_{tr} \quad (A9)$$

$$\dot{I}_{tr1} = \dot{I}_{tr2} + \dot{I}_M + G_{tr} \dot{V}_M \quad (A10)$$

$$\dot{V}_{LPF} = \dot{V}_M + (R_{tr1} + j\omega_0 (L_{tr1} - M_{tr})) \dot{I}_{tr1} \quad (A11)$$

LPF の目標入力電圧 v_{LPF}^* からインバータの PWM 制御に用いる目標値 u_2^* が次式となる．

$$u_2^* = \text{Re}[\dot{V}_{LPF} e^{j\omega_0 t}] / v_C^* \quad (A12)$$

最後にブーストコンバータにおける目標値を考える．ここで，算出する目標値は u_1^* および i_L^* である．それぞれ直流であるという仮定と (3) 式から，以下の式を得る．

$$i_L^* = \langle u_2^* i_{tr1}^* \rangle / (1 - u_1^*) \quad (A13)$$

ただし，ここで $\langle \rangle$ は時間平均を表している．この式を (3) 式に代入し， u_1^* を導出する．

$$u_1^* = 1 - \frac{E_s - v_{D1}^* + \sqrt{(E_s - v_{D1}^*)^2 - 4R_s \langle u_2^* i_{tr1}^* \rangle (v_C^* + v_{D2}^*)}}{2(v_C^* + v_{D2}^*)} \quad (A14)$$

ここで，フェーザ表示の $\dot{V}_{inv}$ は，振幅 $\sqrt{2}V_{inv}$ ，位相 δ_{inv} の複素数である．(A6) 式から (A11) 式までの導出において， $\dot{V}_{inv}$ が含まれる，すなわち， δ_{inv} を含んでいる．このことから，交流側の目標値には δ_{inv} が陽に含まれる． u_2^* , i_{tr1}^* に δ_{inv} が陽に含まれているので，(A13), (A14)

は，インバータの δ_{inv} を含んでいる．インバータの入力電力はコンバータの出力電力に相当するので，位相による電力調節がインバータのみならず，ブーストコンバータに波及する可能性がある．そこで，ブーストコンバータの出力電力 $\langle u_2^* i_{tr1}^* \rangle v_C^*$ を定めることにより，ブーストコンバータとインバータを分離する．本文中の数値計算では， $\langle u_2^* i_{tr1}^* \rangle v_C^* = 0.6 \cdot 70$ と設定している．また，ブーストコンバータのインダクタに流れる電流 i_L の目標値である (A13) にもこの値を適用する．以上の目標値の選び方による Hamiltonian が有界であることを付録 4 で示す．

付録 4. Hamiltonian の有界性の証明

受動性が成り立つシステムにおいて，任意の入力 u に対して状態変数は有界である [5]．ゆえに，有界な状態変数により定義される (4) 式の Hamiltonian は有界である．

つぎに目標値が有界であることを示す．目標値が発散する可能性は，(A12), (A13), (A14) 式において分母が 0 になる場合である．ブーストコンバータの出力電圧 v_C^* は現実に即した有界で常に一定の正值に定めている．よって， $v_C^* = 0$ とはならないことから，(A12) 式の u_2^* は発散しない．続いて，(A13) 式が発散する条件は，分母の $u_1^* = 1$ の場合である．(A14) 式において，2 項目の分子が常に正なので $u_1^* = 1$ となりえない． v_{D2}^* はダイオードの立ち上がり電圧一定と仮定しているので， $v_C^* + v_{D2}^* > 0$ となる．したがって，(A14) 式の u_1^* も発散しない．よって，目標値も有界の値を取る．以上のことから，状態変数およびその目標値が有界の値を取るので，(9) 式の Hamiltonian も有界である．

著者略歴

みなみ
南

まさ たか
政 孝 (学生会員)



1985 年 11 月 9 日生．2010 年 3 月京都大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程修了．同年 4 月同大学大学院工学研究科電気工学専攻博士後期課程に進学し，現在に至る．2012 年度システム制御情報学会学会奨励賞などを受賞．電気学会，電子情報通信学会の学生会員．

ひき
引原

たかし
隆 士 (正会員)



1958 年 8 月 9 日生．1987 年 3 月京都大学大学院工学研究科電気工学専攻博士後期課程研究指導認定退学．関西大学を経て，1997 年 4 月京都大学助教授，2001 年 8 月同教授となり現在に至る．パワーエレクトロニクス，非線形力学の工学的応用，MEMS の研究，情報通信・エネルギー統合技術の研究開発などのプロジェクトに従事．京都大学工学博士．IEEE，APS，SIAM，電気学会，電子情報通信学会などの会員．