

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数値的検討

南 政孝[†] 小室 正之^{††} 引原 隆士^{†††}

^{† † †} 京都大学大学院 工学研究科 電気工学専攻
〒 615-8510 京都市西京区京都大学桂

E-mail: [†]minami@dove.kuee.kyoto-u.ac.jp, ^{†††}hikihara.takashi.2n@kyoto-u.ac.jp

あらまし 本報告は、受動性に基づきブーストコンバータ及びインバータを介して分散型電源を配電系統に連系する制御手法について検討する。対象としているシステムを構成するインダクタおよびキャパシタに蓄えられるエネルギーに着目した制御則は、すなわち、受動性に基づく制御手法は、連系する配電系統の状態変化に対しても、追従する動作が実現できることを数値的に示す。さらに、その過渡応答を検討した結果について述べる。

キーワード 受動性, DC-DC コンバータ, インバータ, 分散型電源, エネルギー

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

Masataka MINAMI[†], Masayuki OMURO^{††}, and Takashi HIKIHARA^{†††}

^{† † †} Kyoto University, Department of Electrical Engineering
Katsura, Nishikyo, Kyoto, 615-8510 Japan

E-mail: [†]minami@dove.kuee.kyoto-u.ac.jp, ^{†††}hikihara.takashi.2n@kyoto-u.ac.jp

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

Key words passivity, DC-DC converter, inverter, distributed generation, energy

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、風力といった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様な制御が

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DC-DCコンバータと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要素個別の方式のボトムアップにより構築することは複雑になるばかりか、各要素の優れた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

^{††}: 現 JFE スチール (株)

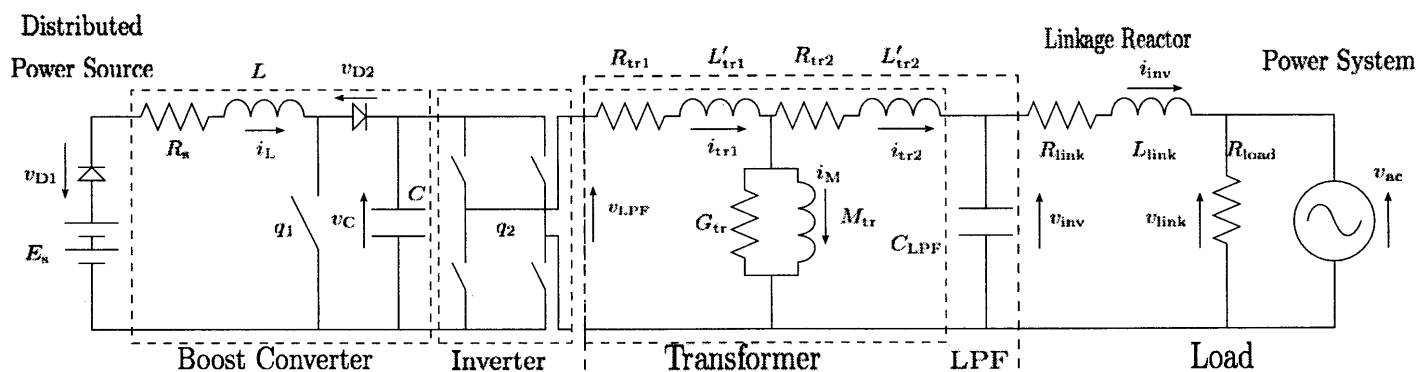


図 1 分散型電源系統連系システム

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。さらにこの制御手法は、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ことから、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-Ramirez 氏らによって示されている [7]。その後、Ortega 氏らによって一般化された [8]。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 [9] 及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 [10] 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。

本報告では、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いた制御則を導出し、ゼロクロスによるクロックトリガや 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 [11], [12] を適用することを考える。さらに、その制御則を適用させた場合の数値実験結果について検討を行う。

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。次にインバータの位相同期の制御手法と受動性に基づいた制御手法について述べる。本報告では、受動性に基づいた制御手法として、エネルギーの時間変化に基づく目標値への追従制御を適用する。

2.1 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。図 1 に対象としている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。このス

イッチング関数は後述の目標値 u_1 , u_2 と周波数 f_1 , f_2 の三角波との比較により決定する。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、図 1 に示す等価回路モデルを用いることとする。ここで、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。以下にインダクタ電流、キャパシタ電圧を変数とした微分方程式を示す。それぞれの変数と向きは図 1 に従う。

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

2.2 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していることを示す。まず、インダクタ、キャパシタに蓄積させているエネルギーの全体を H とおき、以下のように定義する。

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

この蓄積エネルギーの時間変化を考える。

$$\begin{aligned} \frac{dH(t)}{dt} &= E_s i_L + v_{link}(-i_{inv}) \\ &\quad - v_{D1} i_L - (1 - q_1) v_{D2} i_L - \frac{(i_{tr1} - i_{tr2} - i_M)^2}{G_{tr}} \\ &\quad - R_s i_L^2 - R_{tr1} i_{tr1}^2 - R_{tr2} i_{tr2}^2 - R_{link} i_{inv}^2 \end{aligned} \quad (3)$$

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

上のことから以下のエネルギーの関係が成り立つ。

$$\begin{aligned} H(t) - H(t_0) &= \int_{t_0}^t \frac{dH(\tau)}{d\tau} d\tau \\ &\leq W(t_0, t) \end{aligned} \quad (4)$$

$$W(t_0, t) := \int_{t_0}^t \left\{ E_s i_L + v_{\text{link}}(-i_{\text{inv}}) \right\} d\tau \quad (5)$$

これより、受動性が成り立つことが確認できる。ここで、この受動性には、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。

2.3 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。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ことができないため、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(Phase Locked Loop)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[13]。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[11]や大西氏ら[14]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[11], [14]の提案を基にした位相同期方式について検討している[12]。

本報告では、文献[12]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。

$$\frac{d\delta_{\text{inv}}}{dt} = \frac{\omega_0}{V_{\text{opt}}} v_C - \omega_0 \quad (6)$$

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、式(1)における v_C の微分方程式の $q_2 i_{\text{tr}1}$ 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。

以降の数値実験では、2.1項の微分方程式、式(1)に式(6)を加えたものを考える。

2.4 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について説明する。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 及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。(詳細は付録参照) 以降では、上付き*の添字を目標値とする。次に、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。

$$\begin{aligned} H_e := & \frac{1}{2} \left\{ L(i_L - i_L^*)^2 + C(v_C - v_C^*)^2 \right. \\ & + L'_{\text{tr}1}(i_{\text{tr}1} - i_{\text{tr}1}^*)^2 + M_{\text{tr}}(i_M - i_M^*)^2 + L'_{\text{tr}2}(i_{\text{tr}2} - i_{\text{tr}2}^*)^2 \\ & \left. + C_{\text{LPF}}(v_{\text{inv}} - v_{\text{inv}}^*)^2 + L_{\text{link}}(i_{\text{inv}} - i_{\text{inv}}^*)^2 \right\} \end{aligned} \quad (7)$$

この偏差エネルギー 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。そこで、この偏差エネルギー H_e の時間微分を考える。

$$\begin{aligned} \frac{dH_e}{dt} = & -R_s(i_L - i_L^*)^2 - R_{\text{tr}1}(i_{\text{tr}1} - i_{\text{tr}1}^*)^2 - R_{\text{tr}2}(i_{\text{tr}2} - i_{\text{tr}2}^*)^2 \\ & - \frac{\{(i_{\text{tr}1} - i_{\text{tr}2} - i_M)(i_{\text{tr}1}^* - i_{\text{tr}2}^* - i_M^*)\}^2}{G_{\text{tr}}} \\ & - R_{\text{link}}(i_{\text{inv}} - i_{\text{inv}}^*)^2 \\ & - (i_L - i_L^*) \{ (v_{D1} - v_{D1}^*) + (v_{D2} - v_{D2}^*) \} \\ & - (i_{\text{inv}} - i_{\text{inv}}^*) (v_{\text{link}} - v_{\text{link}}^*) \\ & + (i_{\text{inv}} - i_{\text{inv}}^*) (q_1 v_{D2} - q_1^* v_{D2}^*) \\ & + (q_1 - q_1^*) (v_C^* i_L - v_C i_L^*) + (q_2 - q_2^*) (v_C^* i_{\text{tr}1} - v_C i_{\text{tr}1}^*) \end{aligned} \quad (8)$$

式(8)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。特に、図1のシステムの場合は、 $v_{\text{link}} = v_{\text{ac}} = v_{\text{link}}^*$ となる。第6行目はダイオードの立ち上がり電圧が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6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。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。

$$u_1 = u_1^* - k_1 \{ v_C^* (i_L - i_L^*) - i_L^* (v_C - v_C^*) \} \quad (9)$$

$$u_2 = u_2^* - k_2 \{ v_C^* (i_{\text{tr}1} - i_{\text{tr}1}^*) - i_{\text{tr}1}^* (v_C - v_C^*) \} \quad (10)$$

ここで、 u_1, u_2 はブーストコンバータ及びインバータのPWM制御に用いる目標値である。式(9)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下げることで、 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上げることで、 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、式(10)において、 $i_{\text{tr}1}$ 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。次節では、この制御手法を適用した結果について数値的に検討する。

3. 系統連系点電圧の位相急変に対する過渡応答

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動作の過渡応答を数値的に検討する。それぞれの制御則の効果を見るために $k_2 = 0, k_1 = 0$ それぞれの条件下

表 1 各パラメータの実値

E_s	50 V	$R_{tr1} = R_{tr2}$	1.66Ω
C	10 mF	$L'_{tr1} = L'_{tr2}$	0.88 mH
L	25 mH	M_{tr}	660 mH
R_s	2.5Ω	G_{tr}	$460 \mu S$
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		

で数値計算を行う。数値計算では、ブーストコンバータ及びインバータのスイッチは理想スイッチを仮定している。また、表 1 に各パラメータの実値を示す。

図 2 に δ_{link} が $t = 0$ において $0 \rightarrow 0.7$ となる外乱に対して、式 (9) をブーストコンバータに適用させた場合の各変数に対する過渡応答波形を示す。制御ゲイン k_1 が 0 から 0.005 までの結果について考える。

図 2 において、 $k_1 = 0$ は受動性に基づいた制御則を適用していない場合である。 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做され、 v_C の変動を誘発する。さらに、式 (1) 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。また、 $0.05 \leq t \leq 0.1$ において、 i_L の変動振幅が増加して、振動の極小が 0 に近い結果となっている。このとき、ダイオードの特性で i_L が逆方向に抑制されていることを表している。

次に、図 2 において受動性に基づく制御則 (式 (9)) 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 及び v_C が変動している。式 (9) 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、図 2(d) より 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 の変動が減少していることがわかる。しかし、 i_L が変動しない分 v_C の収束性が悪くなっている。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。ブーストコンバータの出力電力を予め設定して、 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。インバータの位相 δ_{inv} の収束性が悪くなっているが、2 s 後には十分収束しているので適用には問題がないと考えられる。

次に図 3 に δ_{link} が $t = 0$ において $0 \rightarrow 0.7$ となる外乱に対して、式 (10) をインバータに適用させた場合の各変数の過渡応答波形を示す。この結果では、 i_L 、 v_C 及び δ_{inv} にほとんど変化が見られない。しかし、図 3(c) において、制御ゲイン $k_2 = 0.1$ のときに δ_{inv} の収束値がわずかに減少している。また、出力電圧 v_{inv} の目標値である u_2 が $k_2 = 0.1$ のときに正弦波に振動が重畳されている。この原因は、式 (10) において i_{tr1}^* を正弦波として用いているが、 i_{tr1} は PWM による高周波も含んでいる

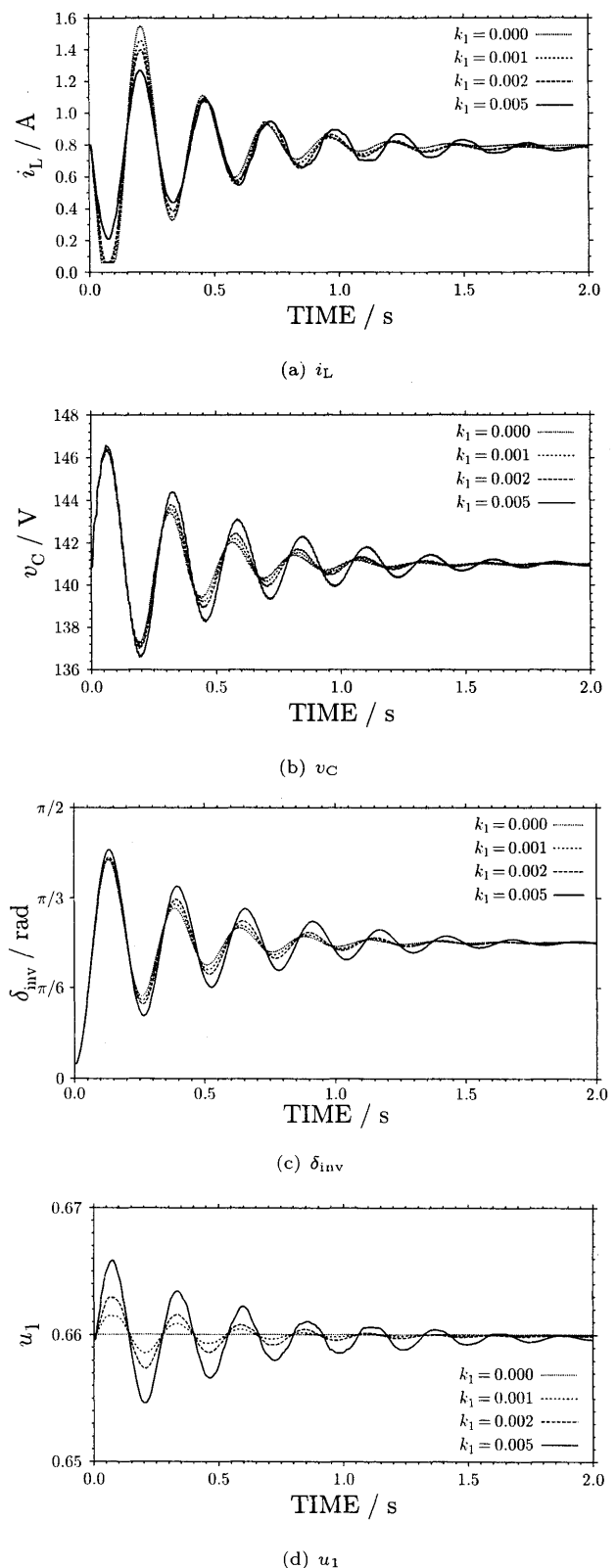


図 2 δ_{link} が $t = 0$ において $0 \rightarrow 0.7$ となる外乱に対して、式 (9) をブーストコンバータに適用させた場合の各変数に対する過渡応答波形及びブーストコンバータの目標値の変化。

からである。そのため、式 (10) 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 6 kHz であり、インバータのスイッチング周波数と一致する。このことから、制御ゲイン k_2 に上

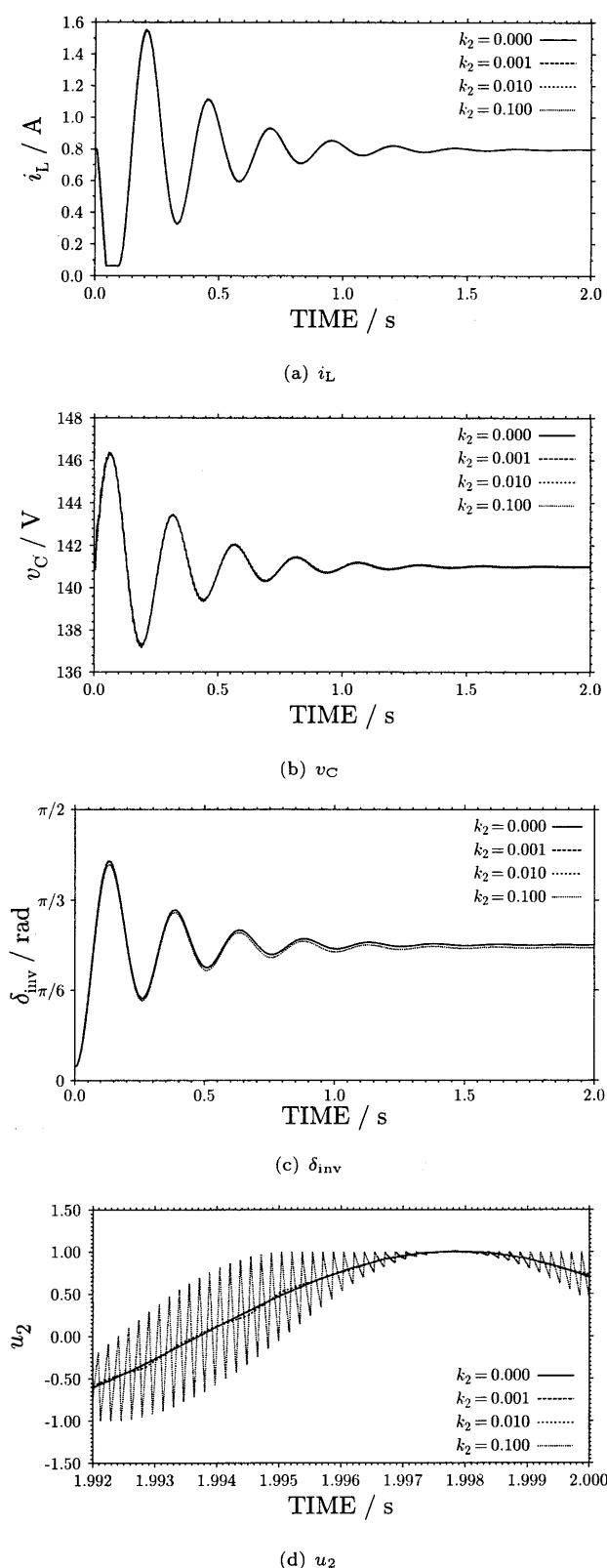


図3 δ_{link} が $t = 0$ において $0 \rightarrow 0.7$ となる外乱に対して、式 (10) をインバータに適用させた場合の各変数に対する過渡応答波形及びインバータの目標値の変化。

限があることが分かる。また、インバータの制御に制御ゲイン $k_2 (\leq 0.01)$ の効果が表れていない。このことに関してはさらに検討する必要がある。

4. おわりに

本報告では、ブーストコンバータ及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する可能性を数値的に検討した。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 の変動が抑制可能であることを示し、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を確認した。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、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、制御ゲインにより高周波が目標値に重畳されるため、その制約がかかる可能性があることが分かった。式 (9), (10) 双方を適用した場合にはこの点に注意する必要がある。

今後、受動性を考慮した制御を加えたコンバータ及びインバータを結合した、システム全体の動作の検討及び、それらのプロトタイプシステムにおける有効性の検証を行うことを予定している。

謝辞 著者(南)は、京都大学グローバル COE プログラムの助成を受けていることを記し、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。

文 献

- [1] 石川忠夫, 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, **126** (10), 964-968 (2006).
- [2] 不破由晃, 滝波力, 分散型電源導入に伴う諸課題: 配電系統連系に関する現状, 電気評論, 2008 年 4 月号, 11-15 (2008).
- [3] 林泰弘, 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, **129** (4), 491-494 (2009).
- [4] 石原一志, 総論: 最近の配電技術の動向と展望, 電気評論, 2010 年 4 月号, 7-10 (2010).
- [5] C. A. Desoer and E. S. Kuh, Basic circuit theory, (McGraw-Hill, 1969), chap. 19.
- [6] M. Takegaki and S. Arimoto, A new feedback method for dynamic control of manipulators, Transaction ASME, Journal of Dynamic Systems Measurement, and Control, **102** (3), 119-125 (1981).
- [7] H. Sira-Ramírez, R. A. Perez-Moreno, R. Ortega, and M. Garcia-Esteban, Passivity-based controllers for the stabilization of DC-to-DC power converters, Automatica, **33** (4), 499-513 (1997).
- [8] R. Ortega, A. Loria, P. J. Nicklasson, and H. Sira-Ramírez, Passivity-based control Euler-Lagrange systems (Springer, 1998) chap. 6, 7.
- [9] T. Hikiyara and Y. Murakami, Regulation of parallel converters with respect to stored energy and passivity characteristics, IEICE Transaction Fundamentals, **E94-A** (3), 1010-1014 (2011).
- [10] 小室正之, 引原隆士, 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 EE, **107**, 23-28 (2007).
- [11] 原田耕介, 村田勝昭, 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, **69-C**, 1458-1464 (1986).
- [12] 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, **E90-A** (11), 2516-2525 (2007).
- [13] 町田武彦, 直流送電工学 (東京電機大学出版局, 1999), 146-147.
- [14] 大西徳生, 古橋昌也, 川崎憲介, 分散形個別連系太陽光発電システム, 電気学会論文誌 D, **115-C** (12), 1448-1455 (1995).

付 録

1. 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、式 (9),(10) 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} 及び配電系統の目標電圧 v_{link}^* を以下のように定める。

$$v_C^* = \sqrt{2}V_{inv} \quad (A-1)$$

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

$$v_{link}^* = \sqrt{2}V_{link} \cos(\omega_0 t + \delta_{link}) \quad (A-3)$$

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。

$$v_{link}^* = \text{Re}[\dot{V}_{link} e^{j\omega_0 t}] \quad (A-4)$$

$$v_{inv}^* = \text{Re}[\dot{V}_{inv} e^{j\omega_0 t}] \quad (A-5)$$

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。

$$\dot{I}_{inv} = \frac{\dot{V}_{inv} - \dot{V}_{link}}{R_{link} + j\omega_0 L_{link}} \quad (A-6)$$

$$\dot{I}_{tr2} = \dot{I}_{inv} + j\omega_0 C_{LPF} \dot{V}_{inv} \quad (A-7)$$

$$\dot{V}_M = (R_{tr2} + j\omega_0(L_{tr2} - M_{tr})) \dot{I}_{tr2} + \dot{V}_{inv} \quad (A-8)$$

$$\dot{I}_M = \frac{\dot{V}_M}{j\omega_0 M_{tr}} \quad (A-9)$$

$$\dot{I}_{tr1} = \dot{I}_{tr2} + \dot{I}_M + G_{tr} \dot{V}_M \quad (A-10)$$

$$\dot{V}_{LPF} = \dot{V}_M + (R_{tr1} + j\omega_0(L_{tr1} - M_{tr})) \dot{I}_{tr1} \quad (A-11)$$

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。

$$u_2^* = \frac{\text{Re}[\dot{V}_{LPF} e^{j\omega_0 t}]}{v_C^*} \quad (A-12)$$

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^* 及び i_L^* である。それぞれ直流であるという仮定と式 (1) から、以下の式を得る。

$$i_L^* = \frac{\langle u_2^* i_{tr1}^* \rangle}{1 - u_1^*} \quad (A-13)$$

但し、ここで $\langle \rangle$ は時間平均を表している。この式を式 (1) に代入し、 u_1^* を導出する。

$$u_1^* = 1 - \frac{E_s - v_{D1}^* + \sqrt{(E_s - v_{D1}^*)^2 - 4R_s \langle u_2^* i_{tr1}^* \rangle (v_C^* + v_{D2}^*)}}{2(v_C^* + v_{D2}^*)} \quad (A-14)$$

式 (A-13), (A-14) 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、 $\langle u_2^* i_{tr1}^* \rangle v_C^* = 0.52 \cdot 70$ 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 の目標値である式 (A-13) にもこの値を適用する。