

昇圧コンバータにおけるモード推定に基づいた 入力電流センサを用いない連続・不連続導通モードの電圧制御

武井 大輔*, 藤本 博志, 堀 洋一 (東京大学)

Voltage Control for Boost Converter in CCM and DCM Based on Mode Estimation without Input Current Sensor
Daisuke Takei*, Hiroshi Fujimoto, Yoichi Hori (The University of Tokyo)

Abstract

Boost converter is widely used for industrial applications. Generally, Boost converters are operated in CCM or DCM. These dynamic characteristics widely differ and it makes difficult to control voltage. In previous research, voltage control system is designed using current sensor or fixed gain controller. In this paper, voltage controller based on mode estimation without input current sensor for CCM and DCM are proposed. Simulation and experiment results show the validation of proposed method.

キーワード：昇圧コンバータ, 連続導通モード, 不連続導通モード, 電圧制御, モード推定
(boost converter, continuous conduction mode, discontinuous conduction mode, voltage control, mode estimation)

1. はじめに

昇圧コンバータは直流電圧を昇圧して出力する電力変換器であり、ハイブリッド車や太陽光モジュール等の産業機器に用いられている。特に、最近ではモータドライブシステムのように、負荷変動が大きい用途にも使用される。一般的に、昇圧コンバータには電流連続モード (Continuous Conduction Mode: CCM) と不連続導通モード (Discontinuous Conduction Mode: DCM) が存在する。動作モードはスイッチング方法や負荷の大きさによって決まる。昇圧コンバータの上下アームを交互にスイッチングすることにより、負荷の大きさによらず連続導通モードで動作させることが可能であるが、スイッチング損失により効率が悪化する問題がある。このため、昇圧コンバータの高効率化のためにはモード切り替えを許容したスイッチング方法での動作が必要である。

モード切り替えの問題の一つとして、連続導通モードと不連続導通モードの動特性が大きく異なることが挙げられる。連続導通モードでは共振をもつ2次のプラントである一方、不連続導通モードでは非常に遅い極を持つ1次のプラントとなる⁽¹⁾。このため、モード切り替えが生じる際の制御においては、特性の異なる両モードを考慮して安定かつ高応答なフィードバック制御器設計が必要となる。

連続導通モードと不連続導通モードの切り換え時の特性を目的とした制御法については、多くの先行研究がある。文献(2)–(5)では入力電流センサと出力電圧センサの両方を用いて出力電圧制御を行っている。しかしながら、出力電圧のみを制御したい場合には、入力電流センサの使用はコストの増加につながる。文献(6)では、入力電流センサを用いないカスケード制御を行っているが、昇圧コンバータの動作点を考慮して制御器が設計されていない。

本稿では、モード推定に基づいた入力電流センサを用い

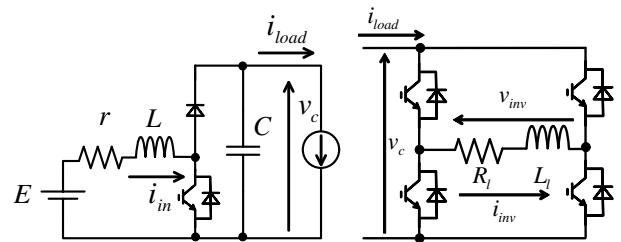


図1 昇圧コンバータの回路図

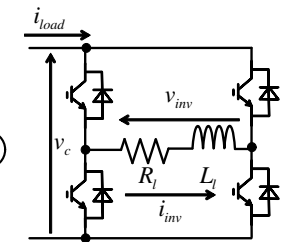


図2 昇圧コンバータの負荷

ない連続・不連続導通モードを提案する。提案法では平衡点を逐次計算し、平衡点から動作モードを推定する。平衡点と推定されたモードを用いてフィードバック制御器の変数を変更し、動作点の変動による制御器への線形化誤差の影響を低減している。シミュレーションと実験により、提案法の有効性を示す。

2. 昇圧コンバータのモデル化

本稿においては、電気自動車やハイブリッド車のように、昇圧コンバータにインバータを介してモータ負荷が接続されているシステムを仮定する。昇圧コンバータの回路図を図1に示す。 E ：入力電圧、 r ：リアクトル巻線抵抗、 L ：リアクトルのインダクタンス、 C ：コンデンサ容量、 i_{in} ：昇圧コンバータ入力電流、 v_c ：昇圧コンバータ出力電圧、 i_{load} ：昇圧コンバータ負荷電流である。ここでは、モータ負荷は i_{load} の電流源で表している。通常、電気自動車用等のモータドライブシステムにおける駆動モータは電流センサを用いて電流ベクトル制御により駆動される。そのため、本稿で想定しているアプリケーションにおいては i_{load} は測定が可能であるとする。

〈2・1〉 状態空間平均化法によるモデル化 本稿では力行のみを想定し、昇圧コンバータの下アームのスイッチのみ

をスイッチングする。昇圧コンバータは負荷の大きさにより連続導通モードまたは不連続導通モードで動作する。下アームのオン時と、オフ時の不連続状態でない時のデューティ比を d_1, d_2 と定義する。 d_1, d_2 を用いて、文献(1)で用いられている状態空間平均化法を適用する。また、 $\bar{i}_{in}(t), \bar{v}_c(t)$ をそれぞれ入力電流 $i_{in}(t)$, 出力電圧 $v_c(t)$ のキャリア周期 T における平均値と定義すると、電流連続モードにおける状態方程式は式(1)で表される。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{i}_{in}(t) \\ \bar{v}_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L}\bar{i}_{in}(t) - \frac{d_2(t)}{L}\bar{v}_c(t) + \frac{d_1(t)+d_2(t)}{L}E \\ \frac{d_2(t)}{C(d_1(t)+d_2(t))}\bar{i}_{in}(t) - \frac{1}{C}i_{load}(t) \end{bmatrix} \dots (1)$$

ここで、本稿では Reduced Order Model でのモデル化を考える。以下では簡単のため、不連続導通モードにおけるモデル化では $r=0$ とする。各モードにおける d_2 は次式で表される。

$$d_2 = \begin{cases} 1 - d_1 & (\text{CCM}) \\ \frac{E}{\bar{v}_c - E} d_1 & (\text{DCM}) \end{cases} \dots (2)$$

式(1), 式(2)を平衡点まわりで線形化すると式(3), (4)を得る。ここで、以下の定義で用いている添字の ccm, dcm はそれぞれ連続導通モード, 不連続導通モードにおける定義を表している。

$$\frac{d}{dt} \Delta \mathbf{x}(t) = \Delta \mathbf{A} \Delta \mathbf{x}(t) + \Delta \mathbf{B} \Delta \mathbf{u}(t) \dots (3)$$

$$\Delta \bar{v}_c(t) = \Delta \mathbf{c} \Delta \mathbf{x}(t) \dots (4)$$

$$\Delta \mathbf{A} = \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{A}_{ccm} \\ \Delta \mathbf{A}_{dcm} \end{bmatrix}, \quad \Delta \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{B}_{ccm} \\ \Delta \mathbf{B}_{dcm} \end{bmatrix}$$

$$\Delta \mathbf{A}_{ccm} = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & -\frac{1-D_1}{L} \\ \frac{1-D_1}{C} & 0 \end{bmatrix}$$

$$\Delta \mathbf{B}_{ccm} = \begin{bmatrix} \frac{\bar{V}_c}{L} & 0 \\ -\frac{\bar{I}_{in}}{C} & -\frac{1}{C} \end{bmatrix}$$

$$\Delta \mathbf{A}_{dcm} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{E^2 T D_1^2}{2LC(\bar{V}_c - E)^2} \end{bmatrix}$$

$$\Delta \mathbf{B}_{dcm} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{E^2 T D_1}{LC(\bar{V}_c - E)} & -\frac{1}{C} \end{bmatrix}$$

$$\Delta \mathbf{c} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{x}(t) := \mathbf{X} + \Delta \mathbf{x}(t), \quad \Delta \bar{\mathbf{x}}(t) := [\Delta \bar{i}_{in}(t) \quad \Delta \bar{v}_c(t)]^T$$

$$\mathbf{u}(t) := \mathbf{U} + \Delta \mathbf{u}(t), \quad \Delta \mathbf{u}(t) := [\Delta d(t) \quad \Delta i_{load}(t)]^T$$

$$\bar{\mathbf{X}} := [\bar{I}_{in} \quad \bar{V}_c]^T, \quad \mathbf{U} := [D \quad I_{load}]^T$$

\bar{V}_c と I_{load} から \bar{I}_{in} , D_1 までの関係式は、以下の式で表される。

$$D_1 = \begin{cases} D_{1ccm} = \frac{2\bar{V}_c - E - \sqrt{E^2 - 4r\bar{V}_c I_{load}}}{2\bar{V}_c} \\ D_{1dcm} = \sqrt{\frac{2L(\bar{V}_c - E)I_{load}}{ET^2}} \end{cases} (5)$$

$$\bar{I}_{in} = \begin{cases} \bar{I}_{inccm} = \frac{2\bar{V}_c I_{load}}{2\bar{V}_c - E - \sqrt{E^2 - 4r\bar{V}_c I_{load}}} \\ \bar{I}_{indcm} = \frac{\bar{V}_c I_{load}}{E} \end{cases} (6)$$

また、式(3),(4)をラプラス変換する。 $\Delta D_1(s), \Delta i_{load}(s)$ から $\Delta \bar{v}_c(s)$ までの伝達関数は下記の式で表される。

$$\Delta \bar{v}_c(s) = \Delta P_{v1}(s) \Delta d_1(s) + \Delta P_{v2}(s) \Delta i_{load}(s) \dots (7)$$

$$\Delta P_{v1}(s) = \begin{cases} \Delta P_{v1ccm} = \frac{b_{v11ccm}s + b_{v10ccm}}{s^2 + a_{1ccm}s + a_{0ccm}} \\ \Delta P_{v1dcm} = \frac{b_{v1dcm}}{s + a_{0dcm}} \end{cases} \dots (8)$$

$$\Delta P_{v2}(s) = \begin{cases} \Delta P_{v2ccm} = \frac{b_{v21ccm}s + b_{v22ccm}}{s^2 + a_{1ccm}s + a_{0ccm}} \\ \Delta P_{v2dcm} = \frac{b_{v2dcm}}{s + a_{0dcm}} \end{cases} \dots (9)$$

$$a_{1ccm} := \frac{r}{L}, \quad a_{0ccm} := \frac{(1 - D_{1ccm})^2}{LC}$$

$$b_{v11ccm} := -\frac{\bar{I}_{inccm}}{C}$$

$$b_{v10ccm} := \frac{\bar{V}_c(1 - D_{1ccm}) - r\bar{I}_{inccm}}{LC}$$

$$b_{v21ccm} := -\frac{1}{C}$$

$$b_{v20ccm} := -\frac{r}{LC}, \quad a_{0dcm} := \frac{E^2 T D_{1dcm}^2}{2LC(\bar{V}_c - E)^2}$$

$$b_{v1dcm} := \frac{E^2 T D_{1dcm}}{LC(\bar{V}_c - E)}, \quad b_{v2dcm} := -\frac{1}{C}$$

〈2・2〉 負荷電流の模擬⁽⁷⁾ 本稿では昇圧コンバータの負荷を電流でモデル化して制御系設計を行うため、任意の負荷変動に対して有効であると考えられる。そこで、本稿では単相フルブリッジインバータで任意の負荷変動を発生させる。ハイブリッド車や太陽光モジュールのように昇圧コンバータの負荷側にインバータが接続される例があるため、負荷をインバータで模擬するのは妥当であると考えられる。

回路図を図2で示す。ここで、 R_l : 負荷抵抗, L_l : 負荷リアクトルのインダクタンス, v_{inv} : インバータ出力電圧, i_{inv} : インバータ出力電流である。単相フルブリッジインバータは2自由度制御系により、 i_{inv} を制御する。

3. 制御系設計

〈3・1〉 従来法 従来法では、連続導通モードと不連続導通モードのそれぞれの閉ループに対して重根極配置によって設計する。各モードのデューティ比 $\Delta d(s)$ から出力電圧 $\Delta \bar{v}_c$ までの伝達関数 $\Delta P_{v1ccm}(s), \Delta P_{v2ccm}(s)$ に対して、PID 制御器 $C_{ccm}(s)$ と PI 制御器 $C_{dcm}(s)$ を用いて制御する。なお、制御器の切り替えは行わない。

$$C_{fb}(s) = \begin{cases} C_{ccm}(s) = K_{pccm} + \frac{K_{iccm}}{s} + \frac{K_{dcm}}{\tau_{ccm}s + 1} \\ C_{dcm}(s) = K_{pdcm} + \frac{K_{idcm}}{s} \end{cases} \dots (10)$$

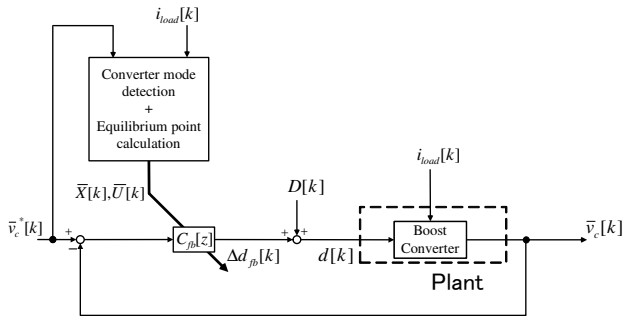


図3 出力電圧フィードバック制御

〈3・2〉 提案法 提案法では、平衡点から推定されたモードに基づいてPID制御器の変数を逐次変えることにより、連続導通モードと不連続導通モードを制御する。異なる動特性を持つプラントに対して一つの制御器を用いて制御が可能であるため、初期値補償が不要となる。ブロック図を図3に示す。各モードのデューティ比 $\Delta d(s)$ から出力電圧 $\Delta \bar{v}_c$ までの伝達関数 $\Delta P_{v1ccm}(s), \Delta P_{v2ccm}(s)$ に対して制御する。次式で表されるPID制御器 $C_{fb}(s)$ に対して、キャリア周期 T でTustin変換により離散化した $C_{fb}[z]$ をフィードバック制御器として用いる。

$$C_{fb}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + \frac{K_d}{\tau s + 1} \dots \dots \dots (11)$$

以下では、制御器の変数の更新方法について述べる。まず、時刻 k における平衡点を設定する。 $\bar{V}_c[k], I_{load}[k]$ はそれぞれ1サンプル前の電圧 $\bar{v}_c^*[k-1]$ と負荷電流 $i_{load}[k-1]$ を用いる。また、残り2つの平衡点 D, \bar{I}_{in} に関しては、式(5)–(6)を満たすように導出する。

次に、得られた平衡点を用いて、現時刻 k のモードを推定する。1サンプル間の入力電流リップルの振幅 $I_{rip}[k]$ は次式で表される。

$$I_{rip}[k] = \frac{ET}{2L} D_{1ccm}[k] \dots \dots \dots (12)$$

計算された $I_{rip}[k]$ が $I_{in}[k]$ より小さい場合は連続導通モード、 $I_{rip}[k]$ が $I_{in}[k]$ より大きい場合は不連続導通モードと推定する。

連続導通モードと推定された場合は、PID制御器の変数 K_p, K_i, K_d, τ の4変数を用いて、2次のプラントである $\Delta P_{v1ccm}(s)$ に対して閉ループの極を4重根極配置する。また、不連続導通モードと推定された場合は、PID制御器の変数 K_p, K_i, K_d の3変数を用いて、1次のプラントである $\Delta P_{v1dem}(s)$ に対して閉ループの極を3重根極配置する。ここで、不連続導通モードにおいては $\tau = 1 \text{ ms}$ とした。制御器は平衡点と推定されたモードに基づいて逐次変数を更新する。

4. シミュレーション

提案法の妥当性を評価するため、シミュレーションを行った。シミュレーションで用いたパラメータを表1に示す。また、閉ループの極は連続導通モード、不連続導通モード共

表1 Parameters of boost converter

DC-bus voltage E	50 V
Output voltage reference v_c^*	100 V
Winding Resistance r	50.5 m Ω
Inductance L	250 μ H
DC-bus capacitance C	1600 μ F
Carrier Frequency f_c	10 kHz
Load Inductance L_l	9.80 mH
Load Resistance R_l	7.85 Ω

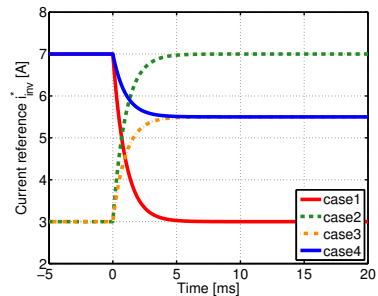


図4 i_{inv}^* の時間応答

に -1000 rad/s とした。昇圧コンバータの負荷側の単相フルブリッジインバータの電流 i_{inv} を、図4のように変化させた指令値 i_{inv}^* に追従させる。これにより、連続・不連続導通モードのモード切り替えが生じるように昇圧コンバータの負荷変動を発生させる。

連続導通モードから不連続導通モードへの切り替えを行った場合の従来法と提案法を用いた場合の応答を図5, 6に示す。従来法では連続導通モードの制御器を用いて制御を行うため、不連続導通モードに移行すると電圧変動幅が大きくなっていることが分かる。一方で、提案法では推定されたモードからPID制御器の変数を変更して制御を行っており、連続導通モードから不連続導通モードに移行してからも電圧変動が小さくなっている。

次に、不連続導通モードから連続導通モードへの切り替えを行った場合の比較を図7, 8に示す。従来法の制御器は不連続導通モードのものを用いており、連続導通モードに移行した後に電圧応答が振動的になってしまっている。一方、提案法を用いた場合ではモード切り換え後も電圧変動が小さく、素早く指令値電圧に追従できている。

5. 実験

〈5・1〉 連続、不連続導通モードのモード切り替え時の電圧応答 シミュレーションと同じ条件で実験を行った。連続導通モードから不連続導通モードへの切り替えを行った場合の従来法と提案法の応答を図9, 10に示す。従来法はシミュレーションと同様の傾向の応答となっている。提案法は、不連続導通モードと推定された直後にデューティ比が0に飽和してしまい、電圧変動がシミュレーションより大きくなっている。これは、実際のプラントのモード切り替わりよりモード推定のモード切り替わり判定が早く行われることによって生じていると考えられる。しかしなが

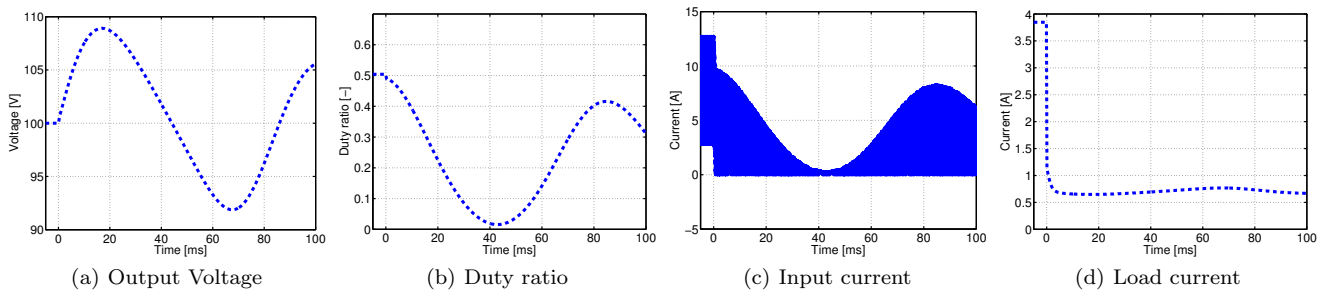


図 5 シミュレーション結果 1(Case1: 連続→不連続, 従来法)

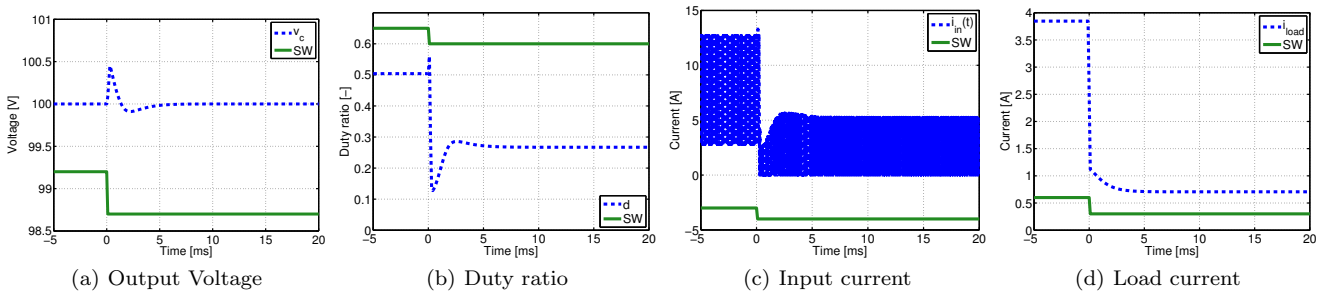


図 6 シミュレーション結果 1(Case1: 連続→不連続, 提案法)

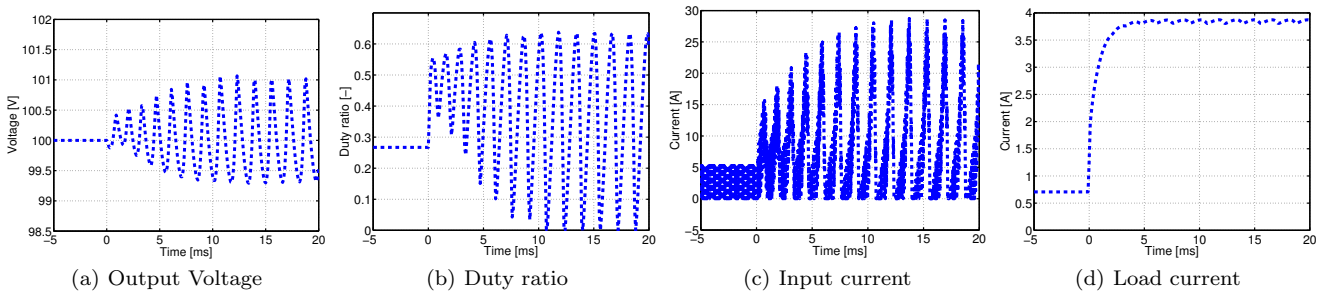


図 7 シミュレーション結果 2(Case2: 不連続→連続, 従来法)

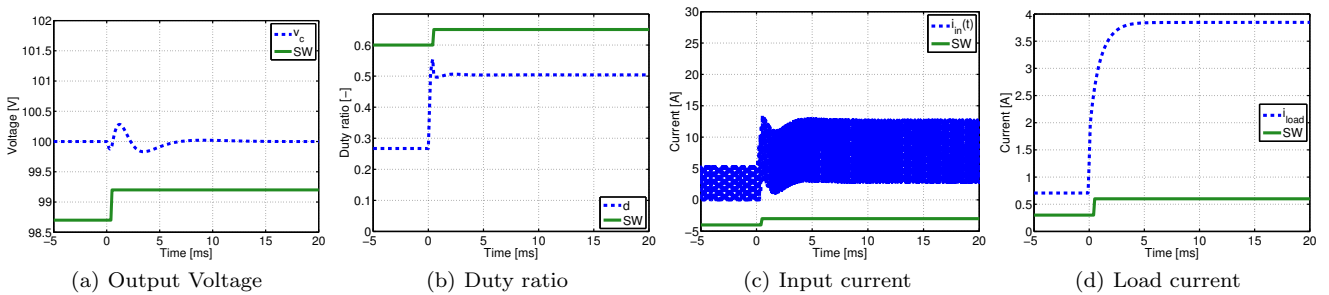


図 8 シミュレーション結果 2(Case2: 不連続→連続, 提案法)

ら、従来法と比較してもモード切り替え時の電圧変動は十分抑圧できている。

また、不連続導通モードから連続導通モードへの切り替えを行った場合の従来法と提案法の応答を図 11, 12 に示す。従来法はシミュレーションと同様の傾向の応答を示している。一方で、提案法はシミュレーションと比較してモード切り替え後の電圧変動が大きくなっている。これは、実際のプラントのモード切り替わりよりモード推定のモード切

り替わり判定が遅く行われていることによって起こっていると考えられる。従来法で生じているような振動が起こらずに電圧変動を収束できている。

〈5・2〉 モード推定誤差が生じる場合の検証 前節では連続導通モードと不連続導通モードの境界の動作点から大きく離れた動作点間の切り替え制御が可能かを検証した。しかしながら、連続導通モードと不連続導通モードの切り替え点はモデル化誤差等の影響で計算式と一致しない場合

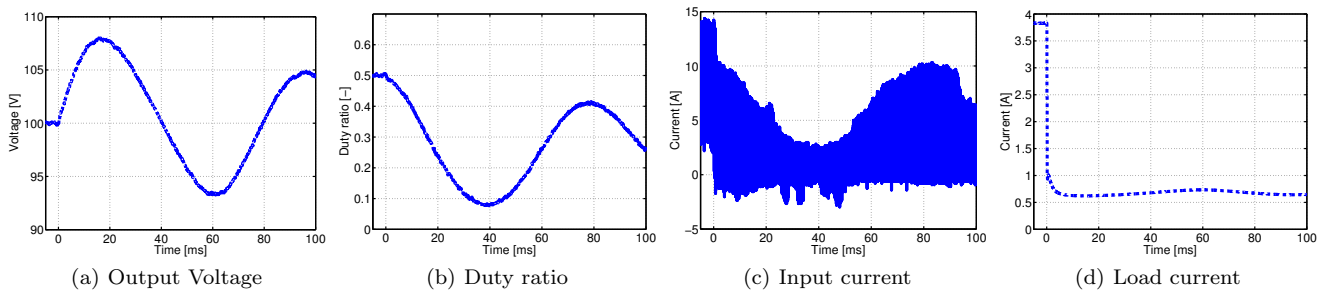


図 9 実験結果 1(Case1: 連続→不連続, 従来法)

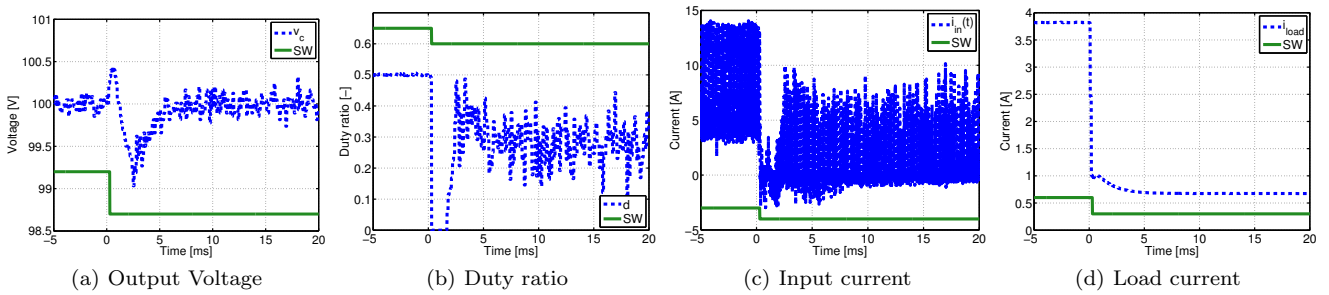


図 10 実験結果 1(Case1: 連続→不連続, 提案法)

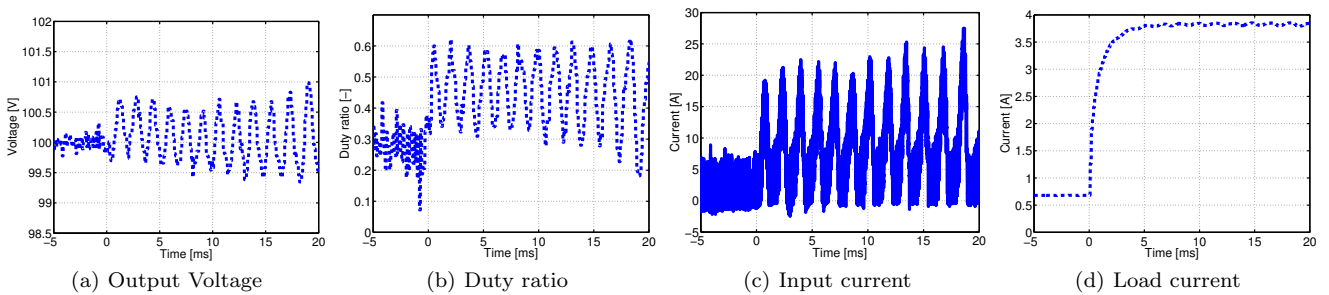


図 11 実験結果 2(Case2: 不連続→連続, 従来法)

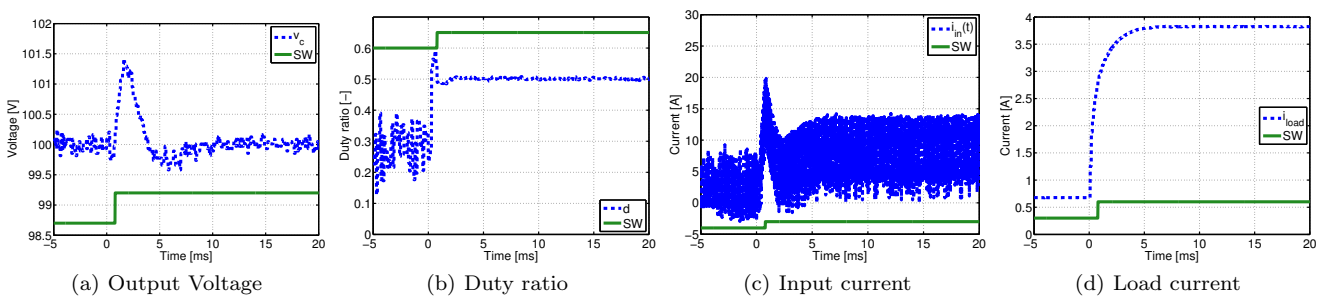


図 12 実験結果 2(Case2: 不連続→連続, 提案法)

がある。図 13 に、本稿での実験環境において、 $\bar{V}_c = 100 \text{ V}$ に制御した状態で D_1 と I_{load} の関係をプロットしたグラフを示す。なお、赤、緑線はそれぞれ式 (5)、(6) から計算される、連続、不連続導通モードにおける D_1 と I_{load} の関係式である。実験で得られた切り替え点(実測点)は $I_{load} = 2.0 \text{ A}$ 付近にあるのに対し、計算で得られる切り替え点(計算点)は黒点で示される $I_{load} = 2.5 \text{ A}$ となる。したがって、実測点と計算点に動作点が与えられる場合にモード推定誤

差が生じる。モード推定誤差が生じる場合にも、電圧変動を抑圧できるかを検証する。

実験結果を図 14,15 に示す。どちらの場合においても、不連続導通モードで設計された制御器を用いて連続導通モードを制御しており、大きな電圧変動がなく電圧を指令値に制御できている。これは、不連続導通モードで計算された平衡点が、連続導通モードで動作しているプラントの平衡点と近い値となるため、電圧を維持できていると考えられる。

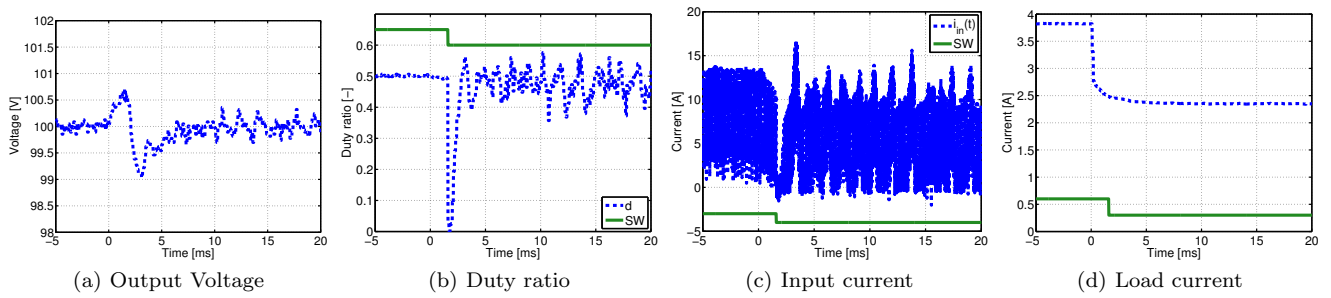


図 14 実験結果 3(Case3: 不連続導通モード制御器設計で連続導通モード制御)

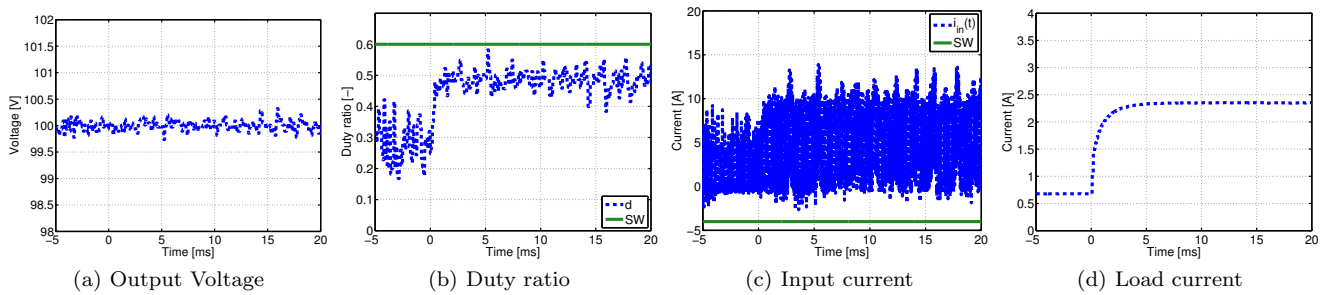


図 15 実験結果 4(Case4: 不連続導通モード制御器設計で連続導通モード制御)

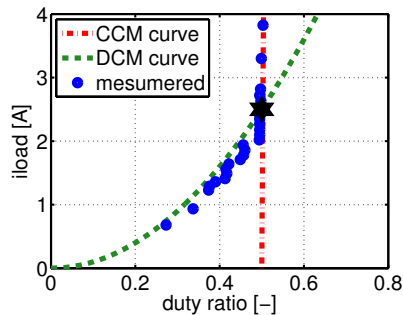


図 13 $\bar{V}_c = 100 \text{ V}$ における D_1, I_{load} 特性

6. まとめ

本稿では、入力電流センサと制御器切り替えを行わない制御系を用いて、昇圧コンバータの連続導通モードと不連続導通モードの切り替え制御を行った。単一の制御器と比較して、提案法はモード切り換え時の電圧変動を高速に抑圧できた。また、推定されたモード切り替わり点と実際の切り替わり点に誤差がある場合でも、安定して電圧を制御することができることを検証した。

今後の課題としては、より大きなモード推定誤差が生じた場合の電圧変動抑圧や、低容量コンデンサでの評価が挙げられる。

参考文献

(1) J. Sun, D. M. Mitchell, M. F. Greuel, P. T. Krein, and R. M. Bass: "Averaged Modeling of PWM Converters Operating in Discontinuous Conduction Mode", IEEE Trans. Power Electron., Vol. 16, No. 4, pp.482–492, 2001.

(2) T. -S. Hwang, and S. -Y. Park: "Seamless Boost Converter Control Under the Critical Boundary Condition for a Fuel Cell Power Conditioning System", IEEE Trans. Power Electron., Vol. 27, No. 8, pp.3616–3626, 2012.

(3) C. W. Clark, F. Musavi, and W. Eberle: "Digital DCM Detection and Mixed Conduction Mode Control for Boost PFC Converters", IEEE Trans. Power Electron., Vol. 29, No. 1, pp.347–355, 2014.

(4) K. D. Gusseme, M. Van de Sype, A. P. M. Van den Bossche, and J. A. Melkebeek, and W. Eberle: "Digitally Controlled Boost Power-Factor-Correction Converters Operating in Both Continuous and Discontinuous Conduction Mode", IEEE Trans. Power Electron., Vol. 52, No. 1, pp.88–97, 2005.

(5) L. H. Nam, K. Orikawa, and J. Itoh: "DCM control method of boost converter based on conventional CCM control", in Proc. The 2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima2014), pp.3659–3666, 2014.

(6) G. Cimini, G. Gianluca, G. Orlando, and M. Pirro: "Current sensorless solution for PFC boost converter operating both in DCM and CCM", in Proc. 21st Mediterranean Conference on Control and Automation (MED), pp.137–142, 2013.

(7) D. Takei, H. Fujimoto, and Y. Hori: "Load Current Feedforward Control of Boost Converter for Minimizing Output Filter Capacitor" IEEJ, SPC-14-038, pp. 65–70, 2014 (in Japanese).