

昇圧コンバータの不安定零点に着目した離散時間制御系の設計と評価

武井 大輔*, 藤本 博志, 堀 洋一 (東京大学)

Design and Evaluation of discrete-time control system of boost converter considering unstable zero
Daisuke Takei*, Hiroshi Fujimoto, Yoichi Hori (The University of Tokyo)

Abstract

Recently, boost converter is used for various industrial applications to supply high voltage to the load such as hybrid electric vehicle or electric vehicle. In these systems, DC link voltage is needed to be changed quickly because it is useful for efficiency or controllability in variable speed drive. Feedforward controller is appropriate for high response control because bandwidth of feedback controller is lower. However, boost converter has unstable zero and it is difficult to design digital feedforward controller. In this paper, digital feedforward control of boost converter is proposed for boost converter. Proposed method achieves high response for reference voltage. Simulation and experimental results show the effectiveness of proposed method.

キーワード：昇圧コンバータ, 非最小位相連続システム, 離散時間制御系
(boost converter, nonminimum-phase continuous-time system, discrete-time control system)

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, 様々な産業機器に用いられている。特に最近では, ハイブリッド車や電気自動車のようなモータドライブシステムに昇圧コンバータが適用されている。昇圧コンバータの利用により, 高回転域でのモータ駆動領域の拡大が可能となる。また, モータのトルクや回転数に応じてDCリンク電圧を可変にすることによるシステム全体の総合効率の向上が図られている⁽¹⁾⁽²⁾。また, モータ駆動に必要な電圧の一部を昇圧により生成するスイッチング方法を用いたモータドライブにおいては, モータの高回転域において速い電圧制御が必要である⁽³⁾。昇圧コンバータを用いたモータドライブにおいては, DCリンク電圧が高応答であるほど, モータトルクの応答性は向上することが考えられる。

昇圧コンバータの出力電圧制御には, 一般的にフィードバック制御が用いられる。しかしながらフィードバック制御はフィードフォワード制御に比べて早い応答は得られない。フィードフォワード制御はいくつかの論文が報告されている⁽⁴⁾⁽⁵⁾⁽⁶⁾。しかし, これらの報告では動的な離散フィードフォワード制御器については十分に検討されていない。動的なフィードフォワード制御器を設計する場合, 昇圧コンバータが持つ連続系不安定零点が問題となる。

著者らは文献(7)において, 不安定零点を持つ昇圧コンバータに対する, 負荷変動に起因する出力電圧変動を抑制するためのデジタル制御器を提案し, 有効性を確認した。一方で, 電力源が接続された昇圧コンバータにおいて, 任意の出力電圧に追従するようにデジタル制御器を設計する場合, 出力電圧指令値を変化させることによって, 負荷変動が発生してしまう場合がある。このため, 負荷変動による電圧変動を抑えつつ, 指令値に追従できるようなデジタル制御器設計が必要である。

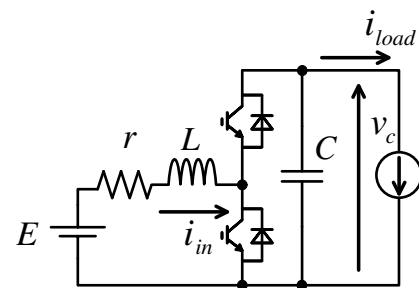


図1 Circuit diagram of boost converter

本稿では, 高応答な昇圧コンバータの出力電圧制御を目的とした, 昇圧コンバータの厳密なデジタル制御器を用いた2自由度制御系を提案する。提案手法は昇圧コンバータの不安定零点を考慮した設計を行う。また, 本稿では昇圧コンバータの負荷を定電力負荷と仮定し, 定電力負荷に対する出力電圧の指令値追従特性について, シミュレーションと実験を通して評価する。

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。以下では昇圧コンバータのモデルについて説明する。

(2・1) 状態空間平均化法によるモデル化 本稿では、昇圧コンバータの上アームと下アームのスイッチを交互にスイッチングすることを仮定する。このため、昇圧コンバータは負荷の大きさに依存せずに電流連続モードで動作する。キャリア周期 T に対する下アームのオン時間の比をデューティ比 d とし、 d を用いて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 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), (2) で表される。

$$\frac{d}{dt} \mathbf{x}(t) = \mathbf{f}(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t))$$

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

$$\bar{v}_c(t) = [0 \ 1] \mathbf{x}(t) \dots (2)$$

$$\mathbf{x}(t) := [\bar{i}_{in}(t) \ \bar{v}_c(t)]^T, \quad \mathbf{u}(t) := [d(t) \ i_{load}(t)]^T$$

式 (1), (2) より、昇圧コンバータは非線形システムである。本稿では、線形制御理論を用いて制御器を設計するために平衡点周りで線形化を行う。平衡点を $\mathbf{x} = \mathbf{X}$, $\mathbf{u} = \mathbf{U}$ とする。平衡点の変動がキャリア周期より十分に遅いと仮定すると、小信号モデルである式 (3), (4) が得られる。

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

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

$$\Delta \mathbf{A} = \left[\frac{\partial \mathbf{f}(\mathbf{X}, \mathbf{U})}{\partial \mathbf{x}} \right]^T = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & -\frac{1-D}{L} \\ \frac{1-D}{C} & 0 \end{bmatrix}$$

$$\Delta \mathbf{B} = \left[\frac{\partial \mathbf{f}(\mathbf{X}, \mathbf{U})}{\partial \mathbf{u}} \right]^T = \begin{bmatrix} \frac{\bar{V}_c}{L} & 0 \\ -\frac{\bar{I}_{in}}{C} & -\frac{1}{C} \end{bmatrix}$$

$$\Delta \mathbf{c} = [0 \ 1]$$

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

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

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

ここで、平衡点においては $\mathbf{f}(\mathbf{X}, \mathbf{U}) = \mathbf{O}$ であることから、式 (5), (6) を得る。

$$r \bar{I}_{in} + (1-D) \bar{V}_c - E = 0 \dots (5)$$

$$\bar{I}_{in} = \frac{I_{load}}{1-D} \dots (6)$$

式 (5), (6) より、 \bar{I}_{in}, D を \bar{V}_c, I_{load} で表すと式 (7), (8) を得る。なお、 D は二通りあるが、 $0 \leq D \leq 1$ かつ値が小さい方を選択する。

$$D = \frac{2\bar{V}_c - E - \sqrt{E^2 - 4r\bar{V}_c I_{load}}}{2\bar{V}_c} \dots (7)$$

$$\bar{I}_{in} = \frac{I_{load}}{1-D} = \frac{2\bar{V}_c I_{load}}{2\bar{V}_c - E - \sqrt{E^2 - 4r\bar{V}_c I_{load}}} \dots (8)$$

式 (3), (4) をラプラス変換する。 $\Delta d(s), \Delta i_{load}(s)$ から

表 1 Parameters of boost converter

DC-bus voltage E	50 V
Winding resistance r	63.6 m Ω
Inductance L	250 μ H
DC link 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

$\Delta \bar{v}_c(s)$ までの伝達関数は次式のように得る。

$$\Delta \bar{v}_c(s) = \Delta P_{v1} \Delta d(s) + \Delta P_{v2} \Delta i_{load}(s) \dots (9)$$

$$\Delta P_{v1} = \frac{b_{v11}s + b_{v10}}{s^2 + a_1s + a_0} \dots (10)$$

$$\Delta P_{v2} = \frac{b_{v21}s + b_{v20}}{s^2 + a_1s + a_0} \dots (11)$$

$$a_1 := \frac{r}{L}, \quad a_0 := \frac{(1-D)^2}{LC}$$

$$b_{v11} := -\frac{\bar{I}_{in}}{C}, \quad b_{v10} := \frac{\bar{V}_c(1-D) - r\bar{I}_{in}}{LC}$$

$$b_{v21} := -\frac{1}{C}, \quad b_{v20} := -\frac{r}{LC}$$

さらに、式 (3), (4) を周期 T で零次ホールドに基いて離散化すると、状態方程式と伝達関数は以下の式で表される。

$$\Delta \mathbf{x}[k+1] = \Delta \mathbf{A}_d \Delta \mathbf{x}[k] + \Delta \mathbf{B}_d \Delta \mathbf{u}[k] \dots (12)$$

$$\Delta \bar{v}_c[k] = \Delta \mathbf{c}_d \Delta \mathbf{x}[k] \dots (13)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta \mathbf{A}_d & \Delta \mathbf{B}_d \\ \Delta \mathbf{c}_d & \mathbf{O} \end{bmatrix}$$

$$:= \begin{bmatrix} e^{\Delta \mathbf{A} T} & \Delta \mathbf{A}^{-1} (e^{\Delta \mathbf{A} T} - \mathbf{I}) \Delta \mathbf{B} \\ \Delta \mathbf{c} & \mathbf{O} \end{bmatrix}$$

$$:= \begin{bmatrix} \Delta a_{d11} & \Delta a_{d12} & \Delta b_{d11} & \Delta b_{d12} \\ \Delta a_{d21} & \Delta a_{d22} & \Delta b_{d21} & \Delta b_{d22} \\ 0 & 1 & \mathbf{O} & \end{bmatrix}$$

状態空間平均化法と零次ホールドを用いて表される式 (12) の離散時間状態方程式より、デューティ比 $\Delta d[k]$ と負荷電流 $\Delta i_{load}[k]$ から電圧 $\Delta \bar{v}_c[k]$ までの伝達関数は次式で表される。

$$\Delta \bar{v}_c[k] = \Delta P_{v1}[z] \Delta d[k] + \Delta P_{v2}[z] \Delta i_{load}[k] \dots (14)$$

$$\Delta P_{v1}[z] := \frac{b_{dv11}z + b_{dv10}}{z^2 + a_{d1}z + a_{d0}}$$

$$\Delta P_{v2}[z] := \frac{b_{dv21}z + b_{dv20}}{z^2 + a_{d1}z + a_{d0}}$$

$$a_{d1} = -(\Delta a_{d11} + \Delta a_{d22})$$

$$a_{d0} = \Delta a_{d11} \Delta a_{d22} - \Delta a_{d12} \Delta a_{d21}$$

$$b_{dv11} = \Delta b_{d21}, \quad b_{dv10} = \Delta a_{d21} \Delta b_{d11} - \Delta a_{d11} \Delta b_{d21}$$

$$b_{dv21} = \Delta b_{d22}, \quad b_{dv20} = \Delta a_{d21} \Delta b_{d12} - \Delta a_{d11} \Delta b_{d22}$$

(2・2) 平衡点に対する零点の影響 本節では、 $\Delta P_{v1}(s), \Delta P_{v2}(s)$ の零点について考察する。 $\Delta P_{v1}(s), \Delta P_{v2}(s)$ の零点 z_{v1}, z_{v2} は式 (10), (11) と式 (7), (8) を用いて V_c, I_{load}

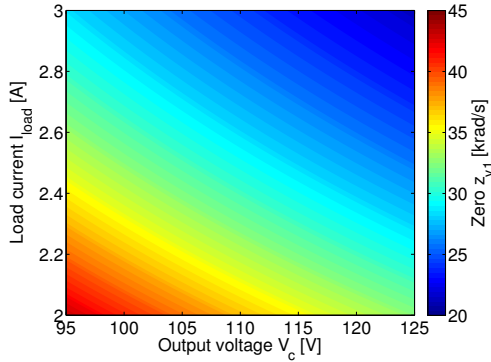
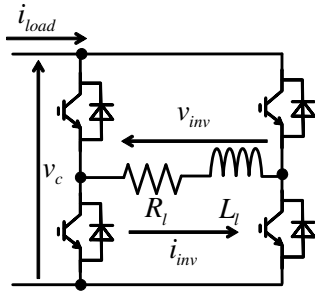
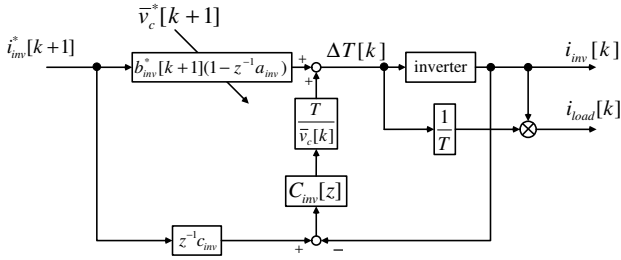


図2 zero of ΔP_{v1}



(a) Circuit



(b) Block diagram

図3 Load current simulator

の関数とすると式 (15), (16) で表される。

$$z_{v1} = -\frac{b_{v10}}{b_{v11}} = \frac{E(E + \sqrt{E^2 - 4r\bar{V}_c I_{load}})}{2L\bar{V}_c I_{load}} - \frac{2r}{L} \dots (15)$$

$$z_{v2} = -\frac{b_{v20}}{b_{v21}} = -\frac{r}{L} \dots (16)$$

式 (15), (16) より, z_{v1} は平衡点 \bar{V}_c, I_{load} によって変化する。一方で, z_{v2} は回路パラメータで決まる安定零点となる。式 (7), (8) を満たしつつ \bar{V}_c, I_{load} を変化した場合の z_{v1} の変化を図2に示す。ここで, 昇圧コンバータのパラメータは表1のものを用いた。図2で示した平衡点の範囲においては z_{v1} は V_c, I_{load} の値によらず不安定零点となる。 V_c, I_{load} が大きいほど不安定零点は速くなる。

3. 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3(a)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。以下では単相フルブリッジインバータのモデル化と制御系について説明する。変調率を m と定義すると, $v_{inv}(t) = m(t)v_c(t)$ である。このとき, 連続時間の状態方程式は以下の式で表される。

$$\frac{di_{inv}(t)}{dt} = -\frac{R_l}{L_l}i_{inv}(t) + \frac{1}{L_l}m(t)v_c(t) \dots (17)$$

式 (17) を PWM ホールドによって離散化する⁽⁸⁾。

$$x_{inv}[k+1] = a_{inv}x_{inv}[k] + b_{inv}[k]\Delta T[k] \dots (18)$$

$$y_{inv}[k] = c_{inv}x_{inv}[k] \dots (19)$$

$$a_{inv} = e^{-\frac{R_l T}{L_l}}, b_{inv}[k] = \frac{v_c[k]}{L_l} e^{-\frac{R_l T}{2L_l}}$$

$$c_{inv} = 1, x_{inv}[k] = i_{inv}[k]$$

また, 後の制御系設計で用いる昇圧コンバータ負荷電流 $i_{load}[k]$ はキャリア周期 T のリップルが生じ, 計測が困難である。しかしながら, $i_{load}[k]$ は T のうちのオン時間 $\Delta T[k]$ に流れる $i_{inv}[k]$ の平均値であると考えられる。そのため, $i_{load}[k]$ は以下の式で表される。

$$i_{load}[k] = \frac{\Delta T[k]}{T}i_{inv}[k] \dots (20)$$

単相フルブリッジインバータは図3(b)で示される2自由度制御系により, インバータ電流 $i_{inv}[k]$ を制御する。フィードフォワード制御器には式 (18), (19) より, シングルレート PTC⁽⁹⁾ で設計する。また, フィードバック制御器は式 (17) のプラントモデルと制御器が極零相殺するように式 (21) の PI 制御器とした。これを T で Tustin 変換により離散化したものをフィードバック制御器として用いる。

$$C_{inv}(s) = \frac{L_l s + R_l}{\tau_{inv} s}, \tau_{inv} = 1 \text{ [ms]} \dots (21)$$

4. 制御器設計

〈4・1〉 従来法 従来法は, $\Delta\bar{v}_c(s)$ に対するフィードバック制御器 $C_{fb}[z]$ を Tustin 変換により設計する。ブロック図を図4に示す。 $\Delta d(s)$ から $\Delta\bar{v}_c(s)$ までの伝達関数である ΔP_{v1} に対して, PID 制御器を4重根配置するように設計する。

$$C_{fb}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + \frac{K_d s}{\tau_{bc} s + 1} \dots (22)$$

式 (22) を周期 T で Tustin 変換し, $C_{fb}[z]$ を得る。ここで, 制御器設計は平衡点の周りにおける線形モデルを用いているため, 平衡点を設定する必要がある。従来法では, $\bar{V}_c[k]$

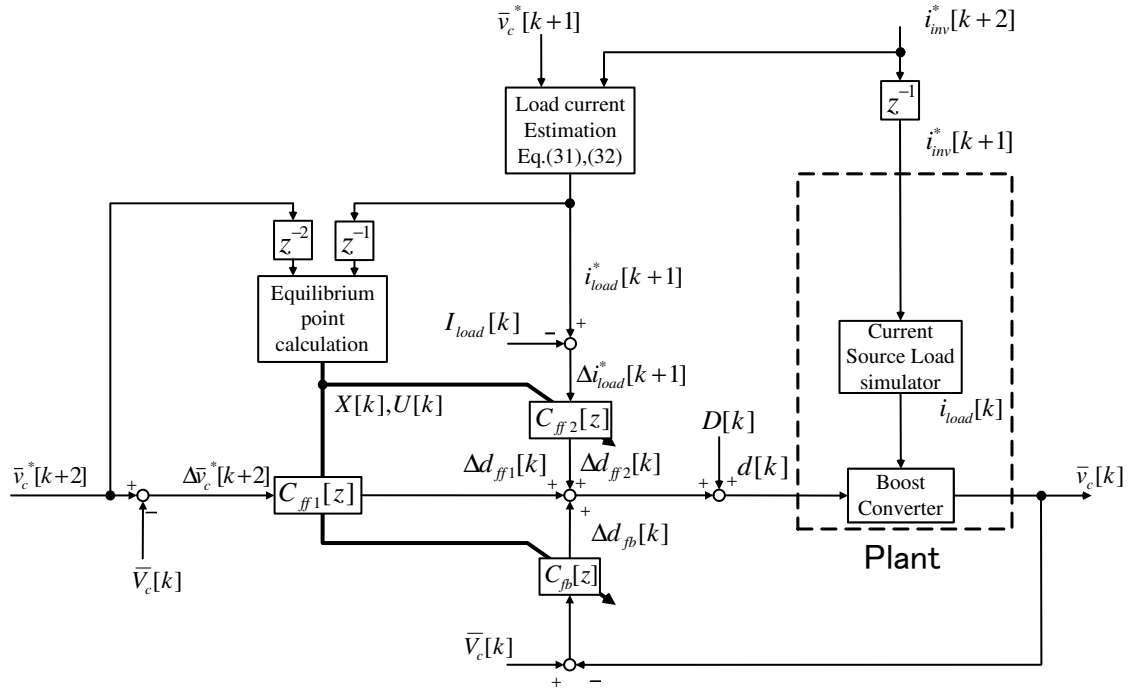


図 5 Block diagram of proposed method

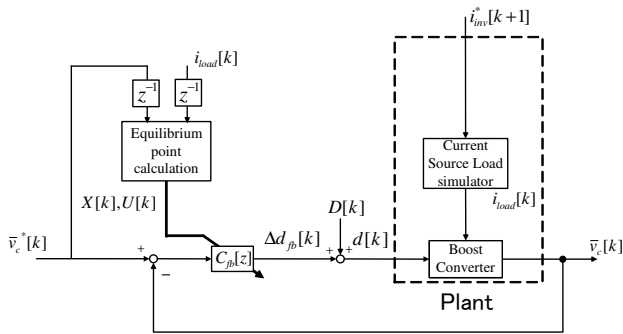


図 4 Block diagram of conventional method

, $I_{load}[k]$ はそれぞれ 1 サンプル前の指令値電圧 $\bar{v}_c^*[k-1]$ と負荷電流 $i_{load}[k-1]$ を用いる。また、残り 2 つの平衡点 $D[k]$, $\bar{I}_{in}[k]$ に関しては、式 (7)–(8) を満たすように導出する。

$$\bar{V}_c[k] = \bar{v}_c[k-1] \dots \dots \dots (23)$$

$$I_{load}[k] = i_{load}[k-1] \dots \dots \dots (24)$$

$$D[k] = \frac{2\bar{V}_c[k] - E - \sqrt{E^2 - 4r\bar{V}_c[k]I_{load}[k]}}{2\bar{V}_c[k]} \dots \dots (25)$$

$$\bar{I}_{in}[k] = \frac{I_{load}[k]}{1 - D[k]} \dots \dots \dots (26)$$

〈4・2〉 提案法 提案法では離散制御器を用いたフィードフォワード制御器を設計する。昇圧コンバータは 2,2 節で説明したように、 $\Delta P_{v1}(s)$ に連続系不安定零点が存在する。本稿では、プラントに不安定零点が存在する場合に

も適用できるフィードフォワード制御である、零位相差追従制御 (ZPETC)⁽¹⁰⁾ によってフィードフォワード制御器を設計する。定電力負荷に対する出力電圧指令値追従を行うため、 $\Delta d[k]$ から $\Delta v_c[k]$ までのプラント $\Delta P_{v1}[z]$ に対するフィードフォワード制御器 $C_{ff1}[z]$ を設計する。また、定電力負荷を想定しているため、 \bar{v}_c が変動すると i_{load} も変動してしまい、 i_{load} の変動によって電圧が変動してしまう。そのため、文献 (7) で提案した、 Δi_{load} の変動により $\Delta \bar{v}_c$ が変動しないように Δd を制御するフィードフォワード制御器 $C_{ff2}[z]$ を用いる。

最初に $C_{ff1}[z]$ の設計について述べる。まず、 $C_{ff1}[z]$ によって指令値電圧 $\bar{v}_c^*[k]$ から $\bar{v}_c[k]$ までの伝達特性のうち、位相誤差を 0 にすることを考える。このとき、 $\bar{v}_c^*[k]$ から $\bar{v}_c[k]$ までの伝達関数は式 (27) で表される。

$$\begin{aligned} \frac{\bar{v}_c[k]}{\bar{v}_c^*[k]} &= C_{ff1}[z]\Delta P_{v1}[z] \\ &= C_{ff1}[z]\frac{b_{dv11}z + b_{dv10}}{z^2 + a_{d1}z + a_{d0}} \\ &= \frac{(b_{dv11}z + b_{dv10})(b_{dv11}z^{-1} + b_{dv10})}{(b_{dv11} + b_{dv10})^2} \dots \dots (27) \end{aligned}$$

式 (27) は零位相特性を持つ。式 (27) と $\Delta P_{v1}[z]$ を用いて、零位相特性を実現できるプロパーな離散制御器 $C_{ff1}[z]$ を次式のように設計する。

$$C_{ff1}[z] = \frac{(z^2 + a_{d1}z + a_{d0})(b_{dv11} + b_{dv10}z)}{z^3(b_{dv11} + b_{dv10})^2} \dots \dots (28)$$

次に $C_{ff2}[z]$ の設計について説明する。 $C_{ff2}[z]$ は $i_{load}[k]$ の変動によって生じる電圧変動を 0 にするように $\Delta d[k]$ を

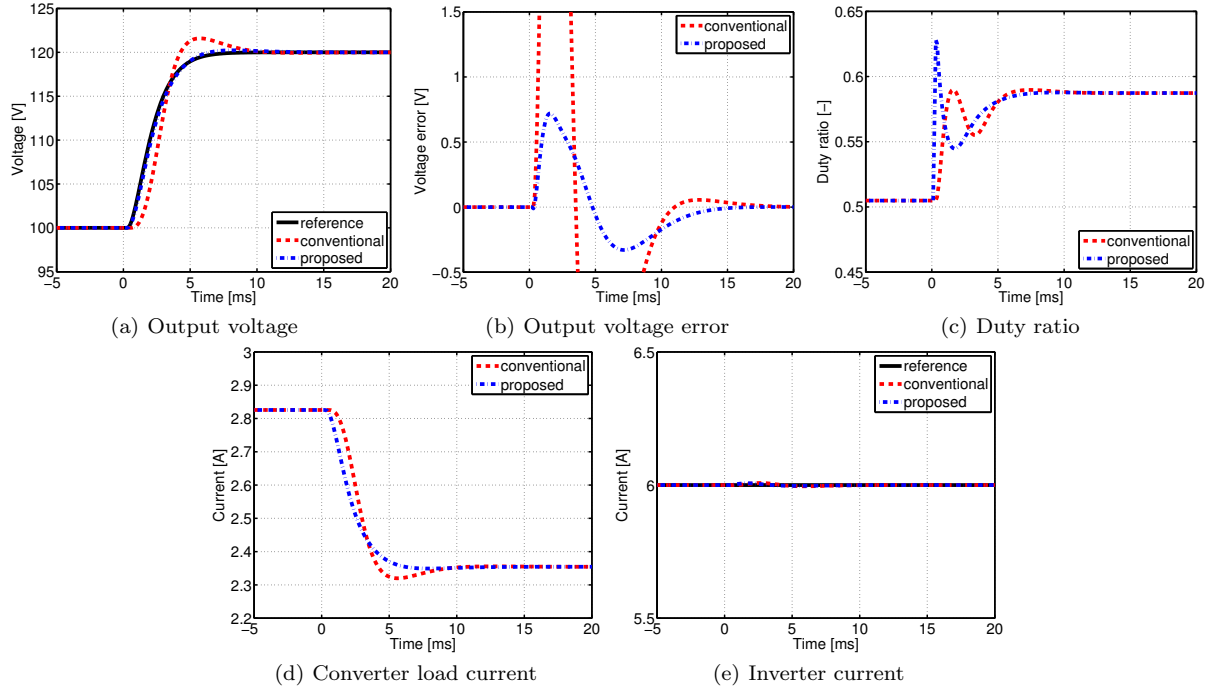


図 6 Simulation result

制御する。すなわち、式 (14) の左辺が 0 になるように $\Delta d[k]$ を与える。このとき、 $\Delta d[k]$ から $\Delta i_{load}[k]$ までの伝達関数は次式で表される。

$$\frac{\Delta i_{load}[k]}{\Delta d[k]} = -\frac{b_{dv21}z + b_{dv20}}{b_{dv11}z + b_{dv10}} \dots \dots \dots (29)$$

式 (29) に対して、 $C_{ff1}[z]$ と同様の方法でフィードフォワード制御器 $C_{ff2}[z]$ を式 (30) のように設計する。

$$C_{ff2}[z] = -\frac{(b_{dv21}z + b_{dv20})(b_{dv11} + b_{dv10}z)}{z^2(b_{dv11} + b_{dv10})^2} \dots (30)$$

ここで、 $C_{ff2}[z]$ の入力となる Δi_{load} は、理想的には 1 サンプル先の値が必要となる。本稿では i_{load} の変化は制御している i_{inv} を変化させることで発生する。このため、インバータ電流指令値 $i_{inv}^*[k+1]$ を 1 サンプル遅らせることで、1 サンプル先の負荷電流 i_{load} を推定する⁽⁷⁾。式 (18), (20) より、 $i_{inv}^*[k+2]$ が与えられた時の推定した負荷電流 $\hat{i}_{load}[k+1]$ は次式で表される。

$$\hat{i}_{load}[k+1] = \frac{1 - z^{-1}a_{inv}}{b_{inv}^*[k+1]T} i_{inv}^*[k+2] \dots \dots \dots (31)$$

$$b_{inv}^*[k+1] = \frac{\bar{v}_c^*[k+1]}{Ll} e^{-\frac{RlT}{2Ll}}$$

制御器のノミナル値と実際のパラメータに誤差がある場合、 $\hat{i}_{load}[k+1]$ は実際の値と誤差が生じてしまう。このため、 k サンプル目における $\hat{i}_{load}[k]$ と $i_{load}[k]$ の誤差を 1 サンプル先の値に補償する。

$$i_{load}^*[k+1] = \hat{i}_{load}[k+1] + i_{load}[k] - i_{load}^*[k] \dots (32)$$

$i_{load}^*[k+1]$ を用いて、 $C_{ff2}[z]$ の制御入力を生成する。

さらに、提案法では、出力電圧の平衡点 $\bar{V}_c[k]$ は現時刻の電圧指令値 $\bar{v}_c^*[k]$ とする。負荷電流の平衡点 $I_{load}[k]$ は、昇圧コンバータの負荷であるインバータの電流制御系から生成される推定値 $i_{load}^*[k]$ を用いる⁽⁷⁾。残り二つの平衡点は $I_{load}[k]$, $I_{load}[k]$ と式 (25), (26) から計算し、逐次制御器を再設計する。

5. シミュレーション

シミュレーションにおいて、提案する制御系の有効性を評価する。昇圧コンバータの 2 次側に定電力負荷を接続し、出力電圧に対する指令値追従特性をシミュレーションにより検証する。定電力負荷は、単相インバータを使用し、インバータ出力電流を一定電流にすることにより昇圧コンバータの定電力負荷と見なす。また、フィードバック制御の極は -1000 rad/s とした。また、電圧指令値生成には $\frac{1}{(\tau s + 1)^2}$, $\tau = 1$ [ms] のフィルタを用いた。

シミュレーション結果を図 6 に示す。昇圧コンバータの負荷のインバータ電流は一定値に制御されており、電圧指令値の変化に従って負荷電流も変動する。従来法では、フィードバック制御器の極が指令値生成フィルタの帯域に比べて十分大きくないため、電圧指令値に追従できていない。一方、提案法では電圧指令値に精度よく追従できている。これは、電圧指令値に追従するための制御器 $C_{ff1}[z]$ と、負荷電流変動によって発生する電圧変動を抑制するための制御器 $C_{ff2}[z]$ を用いていることにより指令値電圧との誤差が少なくなるためである。

6. 実験

シミュレーションと同じ条件で実験を行った。実験結果を図 7 に示す。シミュレーションと同様に、 $t = 0$ ms にお

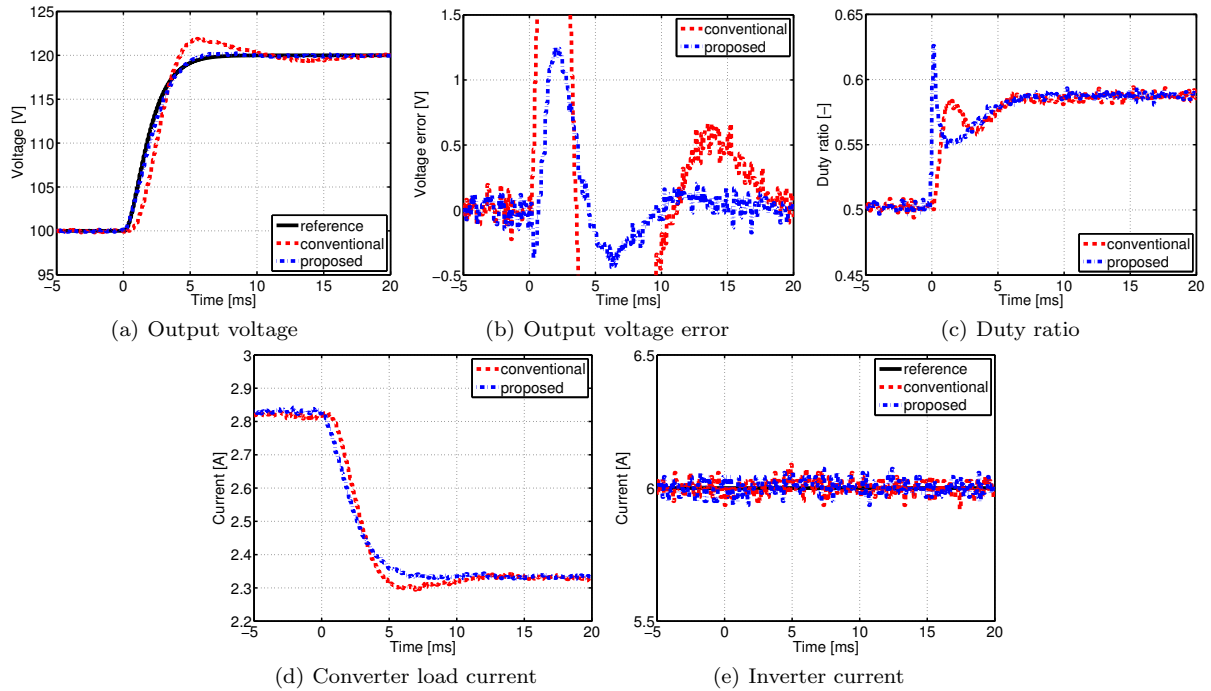


図 7 Experimental result

いて電圧指令値を変化させ始めている。実験結果より、従来法では電圧指令値に対して誤差が大きいものに対して、提案法は誤差が小さくなり、良好な追従性能が得られた。

7. まとめ

本稿では、連続系不安定零点を持つ昇圧コンバータに対して、出力電圧を指令値に追従させるための二つのフィードフォワード制御器を用いた離散時間制御系を設計した。シミュレーションと実験結果より、提案した電圧制御によって、従来法と比べて高速な出力電圧の追従特性が得られることを確認した。

今回の検討ではパラメータ変動等を考慮しなかったが、パラメータ誤差がフィードフォワード制御に影響を及ぼす恐れがある。また、実車両を想定した、より重負荷時における検証が今後の課題である。

文 献

- (1) M. Takeda, N. Motoi, G. Guidi, Y. Tsuruta, and A. Kawamura: "Driving Range Extension by Series Chopper Power Train of EV with Optimized dc Voltage Profile", in Proc. The 38th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society(IECON), pp.2936–2941, 2012.
- (2) J. Lemmens, J. Driesen, and P. Vanassche: "Dynamic DC-link Voltage Adaptation for Thermal Management of Traction Drives", in Proc. The Fifth IEEE Energy Conversion Congress and Exposition(ECCE), pp. 180–187, 2013.
- (3) Y.Liu, and F. Z. Peng: "Fast Control of PWM Boost-Converter-Inverter System for HEV/EV Motor Drives", in Proc. The 29th Annual Conference of the IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition(APEC), pp.2446–2452, 2014.
- (4) R. Ghosh, and G. Narayanan: "Generalized Feedforward Control of Single-Phase PWM Rectifiers Using Disturbance Observers", IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 54, No. 2, pp.984–993, 2007.
- (5) D. M. Van de Sype, K. D. Gussem, A. P. M. Van den Bossche, and J. A. Melkebeek: "Duty-ratio feedforward for digitally controlled boost PFC converters", IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 52, No. 1, pp.108–115, 2005.
- (6) M. Chen, and J. Sun: "Feedforward current control of boost single-phase PFC converters", IEEE Trans. Power. Electron., Vol. 21, No. 2, pp.338–345, 2006.
- (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).
- (8) K. P. Gokhale, A. Kawamura, and R. G. Hoft: "Dead beat microprocessor control of PWM inverter for sinusoidal output waveform synthesis", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol.23, No. 3, pp.901–910, 1987.
- (9) H. Fujimoto, Y. Hori, and A. Kawamura: "Perfect Tracking Control Method Based on Multirate Feedforward Control", T. SICE, Vol.36, No.9, pp766–772, 2000 (in Japanese).
- (10) M. Tomizuka: "Zero Phase Error Tracking Algorithm for Digital Control", Trans. ASME, Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, Vol.109, pp.65–68, 1987.