時変規範モデルと非因果的制御入力を用いた2自由度制御による昇圧コンバータの精密な出力電圧制御法の提案

三好　正太*，大西　亘，古関　隆章（東京大学）
佐藤　基（東洋電機製造）

Proposal of precise voltage tracking control for a boost converter by two-degree-of-freedom control with linear-parameter-varying model and non-casual control input

Shota Miyoshi*, Wataru Ohnishi, Takafumi Koseki (The University of Tokyo)
Motoki Sato (Toyo Denki Seizo K.K.)

Precise control of the output voltage transient response of a boost converter is expected to be applied to energy-saving electric drive by pulse amplitude modulation control and downsize of components by reducing overshoot. The authors applied preactuated feedforward control that is effective for linear time-invariant (LTI) nonminimum phase system. 2 degrees-of-freedom (DOF) control with non-casual feedforward control for linear parameter-varying (LPV) system and voltage feedback control with the LPV reference model is applied to the boost DC-DC converter. The authors report on the results obtained by conducting experimental verifications and the effectiveness of the proposed method.

キーワード：昇圧コンバータ，2自由度制御，非因果的フィルタ，線形パラメータ変動，軌道追従制御
(Boost converter, 2 degree-of-freedom control, Non-casual filter, Linear-parameter-varying, Trajectory tracking control)

1. はじめに

近年，全世界において地球温暖化や資源枯渇の危難を避けるために，化石燃料によって駆動される移動体の電動化が推進されている。例えば，自動車の電動化などがあげられる[(1)]。これらは一般的に電池が化石燃料の代替として用いられる例が多い。しかしながら，電池のようなエネルギ蓄積要素は，高電圧出力の可能性を有したまま高いエネルギ密度を保持することはサイズの関係で一般的に困難であるから，負荷となる電動機を駆動するためには電池に昇圧コンバータを介して任意の直流電圧を得て，その直流電圧を入力とするインバータにより電動機を駆動することが一般的である[(2)–(4)]。この時，昇圧の方法として一定電圧，2段階など段階的に昇圧する方法の応用が進んでいる[(2)]。その一方で，電圧を連続的に可変するパルス振幅変調（PAM）制御が注目されている[(3)]。同技術は高い過渡制御性能の求められない家電についてはすでに実用されている[(5)]が，電気自動車の駆動では電力変換装置の省エネルギー化の利点が大きく，より電力のレベルと制御性能への要求が高い製品への応用が特に期待されている。PAM制御は，パルスの振幅で制御対象の電圧を，パルスの周波数と位相でそれぞれを制御する方式であり，モータの低速運転時のような低いパワーが必要な領域でDCリンク電圧を下げて負荷を1パルス駆動することにより，スイッチング周波数の削減の面から省エネルギー化を図ることが可能である[(4)(6)]。

昇圧コンバータを用いて任意の出力電圧を得るためには，出力電圧のフィードバック（FB）制御が一般的に用いられる。FB制御を用いた昇圧コンバータの高応答化を実現するためには制御帯域を向上させれば良いが，昇圧コンバータの持つ非最小位相特性[(7)]により向上の限界がある。フィードフォワード（FF）制御とFB制御を組み合わせた2自由度制御系の実現によって昇圧コンバータの高応答化の実現が望まれる。

FF制御は制御対象のモデルを用いて予め用意された指令値を入力とし，そのモデルによって所望の出力を高応答に得られるための新たな制御入力を演算するための制御器である。昇圧コンバータのモデルとしては，一般的に線形パラメータ変動（LPV）系とよばれる時変の非線形系で表されるモデルが広く知られている[(8)]。FF制御を昇圧型DC-DCコンバータに応用した研究には，制御の高速高精度化を目指した研究，昇圧型DC-DCコンバータの素子サイズの小型化を目指した研究などがある。前者はデッドビート制御[(9)]を昇圧コンバータのような非線形制御対象に応用し，数十サンプル時間の遅れでステップ上の指令値変動に追従する高い追従特性を得ている。後者[(7)]は，昇圧型DC-DCコンバータの素子サイズ小型化のため，PIDフィードバック制御と組み合わせて，不安定零点を無視したマルチレートフィードフォワード制御法を提案している。

本稿で提案する方法はこれらの方法によってもなお難しい完全追従制御に近づく，より高い追従特性を得ることを目

的とし，線形時不変（LTI）システムで実績のある，フィードフォワード制御として Preactuated multirate feedforward（PMF）[10] を主に据え，モデル化誤差，外乱補償のフィードバック制御として PID 制御器の極配置設計を用いる 2 自由度制御の応用を考え，議論する。本稿の 2 章では PMF 及び FB の規範モデルに用いられる昇圧コンバータのモデルを状態空間平均化法で導出する。3 章では一般的な 2 自由度制御系を従来手法として紹介し，従来法では PMF によって向上させた制御帯域を FB 制御が悪化させてしまう問題があることを示し，この問題を解決する提案法として，線形パラメータ変動系の規範モデルを用いた昇圧コンバータの 2 自由度制御系を新たに提案する。4 章でシミュレーションと実験によって提案法が有効であることを示す。5 章にまとめを述べ本稿の総括とする。

2. 昇圧コンバータのモデル化

本章では昇圧コンバータのモデル化について述べる。本研究では，昇圧コンバータを状態空間法，伝達関数によりモデル化し，モデルベースの 2 自由度制御を行うことを目的とする。そのために，状態空間平均化法と平衡点周りにおける線形化を用いる。

〈2·1〉 状態空間平均化法によるモデル化　状態空間平均化法 [8] [11] は，システム中に存在するスイッチにより複数の状態が周期的に切り換わるシステムに対し，その動作を連続な状態空間モデルとして扱う近似方法である。システムの状態の切り換え周期に対して十分長い時間に対する振る舞いを記述するのに有力である。時間により周期的に切り換わる複数の離散的な動作状態を持つシステムについて，1 周期の間に各状態を取る時間長で状態空間の加重平均を取り，平均的な状態として取り扱う。

昇圧コンバータの回路図を Fig. 1 に示す。昇圧コンバータのパラメータとして，コイルのインダクタンス L，コイルの直列抵抗 r_L，コンデンサの容量 C，負荷抵抗 R，電源電圧 V_i を考慮した。昇圧型 DC-DC コンバータの動作状態はスイッチング素子 TR の ON, OFF により 2 状態をとる。状態変数，出力変数を共に出力電圧 v_o コイル電流 i_L の組 $\boldsymbol{x} = \boldsymbol{y} = (i_L\ v_o)^T$，入力変数 V_i とおき，状態空間平均化法 (13) を適用すると，スイッチングのデューティ比 D について Linear parameter varying (LPV) な状態方程式 (1)，(2) 式を得る。但し，$D' = 1 - D$ とおく。

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}\boldsymbol{x}(t) &= \boldsymbol{f}(\boldsymbol{x}(t), u(t)) \\ &= \begin{pmatrix} -\dfrac{r_L}{L} i_L(t) - \dfrac{D'(t)}{L} v_o(t) + \dfrac{V_i}{L} \\ \dfrac{D'(t)}{C} i_L(t) - \dfrac{1}{CR} v_o(t) \end{pmatrix} \\ &= \boldsymbol{A}(D'(t))\boldsymbol{x}(t) + \boldsymbol{b}u(t) \end{aligned} \tag{1}$$

$$\boldsymbol{y} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \boldsymbol{x} = \boldsymbol{C}\boldsymbol{x} \tag{2}$$

この時，

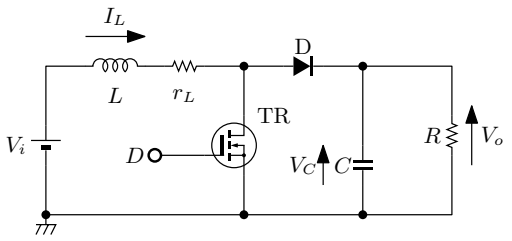


Fig. 1. Circuit schematic of boost converter.

$$\boldsymbol{A}(D') = \begin{pmatrix} -\dfrac{r_L}{L} & -\dfrac{D'}{L} \\ \dfrac{D'}{C} & -\dfrac{1}{CR} \end{pmatrix}, \boldsymbol{b} = \begin{pmatrix} \dfrac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix}, \boldsymbol{C} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \tag{3}$$

である。

この状態方程式を 3 章に述べる昇圧コンバータの規範モデルとして用いる。

〈2·2〉 昇圧コンバータの近似線形モデル　本研究では，これに加えて線形制御理論を用いて制御系設計を行うため，平衡点の近傍で線形化を行う。平衡点を $\boldsymbol{x} = X = (I_L\ V_o)^T$，$U = V_i$ とおく。平衡点においては状態変数の変化量が 0 であるため，(1) 式にて $\boldsymbol{f}(\boldsymbol{X}, U) = 0$ とおいた (4)，(5) 式

$$-r_L I_L - D' V_o + V_i = 0 \tag{4}$$

$$D' R i_L - V_o = 0 \tag{5}$$

より，

$$D' = \frac{1}{2}\left(\frac{V_i}{V_o} + \sqrt{\left(\frac{V_i}{V_o}\right)^2 - 4\frac{r_L}{R}}\right) \tag{6}$$

を得る。D' は 2 通りの値をとるが，$0 \leq D' \leq 1$ かつ値が大きい方を選択する。(6) 式により，出力電圧に対応するデューティ比を求めることができる。

また，(4)，(5) 式を D' について解いて，

$$I_L = \frac{V_i}{r_L + D'^2 R} \tag{7}$$

$$V_o = \frac{D' R V_i}{r_L + D'^2 R} \tag{8}$$

を得る。(7)，(8) 式より，デューティ比 D を基にして昇圧コンバータの静特性を表すことができる。デューティ比の変化に対する出力電圧，コイル電流の応答は非線形である事が分かる。

(7), (8) 式により求められる定常状態の動作点 (D_o, V_i, V_o, I_L) の近傍における昇圧コンバータの D に関する線形近似モデルを求めることで，ΔD に関する小信号伝達関数を導出する。$D = D_o + \Delta D$，$u = V_i$，$\boldsymbol{x} = \boldsymbol{X} + \Delta\boldsymbol{x}$，$\boldsymbol{y} = \boldsymbol{Y} + \Delta\boldsymbol{y}$ とおき，(1) 式，(2) 式にこれらを代入して，

$$\frac{d}{dt}\Delta\boldsymbol{x} = \boldsymbol{A}(D)\Delta\boldsymbol{x} + \frac{\partial \boldsymbol{A}(D)}{\partial D}\Delta D \tag{9}$$

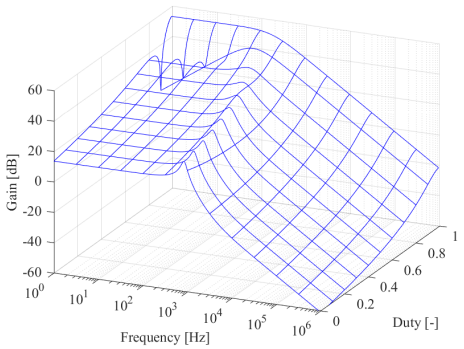


Fig. 2. Variation of small signal transfer function of the output voltage of the boost converter.

$$\Delta \boldsymbol{y} = \boldsymbol{C}\Delta \boldsymbol{x} \tag{10}$$

を得る。(9)，(10) 式を Laplace 変換することで，ΔD に関する小信号伝達関数として

$$\frac{\Delta \boldsymbol{y}}{\Delta D} = \boldsymbol{C}(s\boldsymbol{I} - \boldsymbol{A}(D))^{-1}\frac{\partial \boldsymbol{A}(D)}{\partial D}\boldsymbol{X} \tag{11}$$

を得る。(11) 式の内，出力電圧に対応する部分を書き下すと

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta D}(D') = \frac{V_i}{C(D'^2R + r_L)}\frac{-s + \dfrac{D'^2R - r_L}{L}}{s^2 + \dfrac{Cr_LR + L}{LCR}s + \dfrac{D'^2R + r_L}{LCR}} \tag{12}$$

となり，零点 $z = (D'^2R - r_L)/L$ は $D' < 1 - \sqrt{r_L/L}$ の条件で正であり，非最小位相である。このことが，デューティ比を変化する際の出力電圧応答にアンダーシュートを生じるゆえんである。

D の変動について (12) 式の伝達関数をプロットした様子を Fig. 2 に示す。D の変動に対し DC ゲインの大きさやゲインのピークを取る点が大きく変化する，線形制御理論では扱いにくい系であることが分かる。

3. LPV 規範モデルを用いた 2 自由度制御

本章では，2 章で求めた昇圧コンバータの LPV 規範モデルを用いたフィードフォワード（FF）制御と，昇圧コンバータの線形化モデルを用いたフィードバック（FB）制御を組み合わせる 2 自由度制御の設計について述べる。

〈3·1〉 全体の構成　昇圧コンバータの LPV 規範モデルを用いた 2 自由度制御器のブロック線図を Fig. 3 に示し，FB 信号を直接目標値と突き合わせる形の 2 自由度制御器を Fig. 4 に示す。規範モデルを用意して突き合わせることで，FB 制御に用いる出力電圧の誤差信号 ΔV が，FF 制御で除くことのできない，規範モデル P_n とプラントのモデル化誤差と外乱に起因するものの 2 つのみとなるため，FF 制御の性能を損なわず FB 制御を行うことができる。

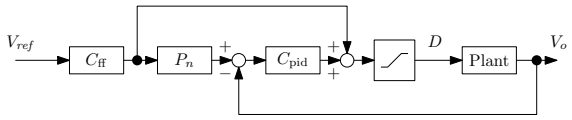


Fig. 3. 2 DOF control system of the boost converter with LPV nominal model P_n.

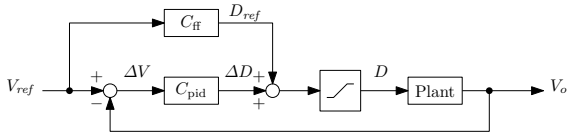


Fig. 4. 2 DOF control system of the boost converter with direct feedback.

〈3·2〉 FB 制御器設計　出力電圧 FB 制御器の設計について述べる。FB 制御器として (13) 式の PID 制御器を考える。

$$\begin{aligned} C_{\mathrm{pid}} &= k_p + k_i\frac{1}{s} + k_d\frac{s}{1+\tau_d s} \\ &=: \frac{b_{c2}s^2 + b_{c1}s + b_{c0}}{s^2 + a_{c1}s} = \frac{N_c(s)}{D_c(s)} \end{aligned} \tag{13}$$

また，プラントはデューティ比から出力電圧までの小信号伝達関数とおき，(12) 式を用いて

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta D}(D) =: \frac{b_{p1}s + b_{p0}}{s^2 + a_{p1}s + a_{p0}} = \frac{N_p(s)}{D_p(s)} \tag{14}$$

とおく。閉ループ系の分母多項式は

$$D_{clc} = D_pD_c + N_pN_c \tag{15}$$

であり，(13)，(14) 式の次数より (15) 式の次数は 4 次であるから，望みの根を持つ 4 次多項式

$$D_d(s) = s^4 + a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0$$

により極配置を行うことができる。

本研究では，プラントの小信号伝達関数として電圧変化の始点と終点の内デューティ比の高い方，つまりプラントの零点の周波数が低い方をとり，極配置として 4 重極配置 $D_d(s) = (D + \omega_o)^4$ を用いる。

〈3·3〉 FF 制御器設計　出力電圧 FF 制御器の設計について述べる。本研究では FF 制御器としてステップ状の電圧 FF，PMF の 2 つを取り上げる。それぞれのブロック線図を Fig. 5，6 に示す。

〈3·3·1〉 ステップ FF 制御　ステップ FF 制御では，ステップ状の電圧指令値変化を想定し，変化前と変化後の電圧に対応するデューティ比の定常値で (6) 式により求められるものを制御入力として出力する。

〈3·3·2〉 PMF 制御　PMF では，多項式によるなめ

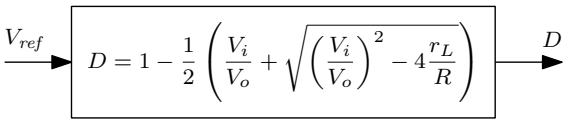


Fig. 5. Step feedforward controller for the boost converter.

らかな電圧指令値変化を想定し，これに対し PMF により制御入力を得る。電圧変化の指令値の多項式軌道 $v_r(t) = a_n t^n + \cdots + a_0$ の設計は，多項式の次数 n (n は奇数)，立ち上がり時間 T_r を設定し，境界条件として

$$\begin{cases} V_r(0) = V_{start}, \\ V_r^{(k)}(0) = 0, \qquad 1 \le k \le (n-1)/2, \\ V_r(T_r) = V_{end}, \\ V_r^{(k)}(T_r) = 0, \qquad 1 \le k \le (n-1)/2 \end{cases} \tag{16}$$

を満たすように求めた。但し $V_r^{(k)}(t)$ は $V_r(t)$ の k 階導関数である。方程式の数と多項式の係数の数が $n+1$ で等しいため，(16) 式により一意に軌道が定まる。

PMF 制御器のブロック線図を Fig. 6 に示す。Fig. 6 では，まず，電圧変化の始点 $V_{ref} = V_{start}$，における小信号伝達関数 $\Delta V_o/\Delta D|_{D_{start}}$ を用いた PMF，終点 $V_{ref} = V_{end}$ における小信号伝達関数 $\Delta V_o/\Delta D|_{D_{end}}$ を用いた PMF をそれぞれ多項式軌道の目標値軌道に適用する。それぞれの PMF により得られたデューティ比変化量の軌道を $\Delta D_{\substack{LTI \\ D_{start}}}(t)$，$\Delta D_{\substack{LTI \\ D_{end}}}(t)$ とおく。これらにはデューティ比の最終値に定常誤差が発生する。これを補償するため，デューティ比の変化量が真値である $|D_{end} - D_{start}|$ になるように軌道全体を定数倍して定常誤差を打ち消す。定常誤差を補償したデューティ比変化量の軌道を $\Delta D_1(t)$，$\Delta D_2(t)$ とおく。これらに動作点におけるデューティ比 D_{start}，D_{end} の値を加算して $D_1(t)$，$D_2(t)$ を得る。$D_1(t)$，$D_2(t)$ のそれぞれの基準となるデューティ比 D_{start}，D_{end} からの距離を重みとした内挿 (Fig. 6 の Interpolation ブロック)

$$D(t) = \frac{D_1(t)(D_{end} - D_2(t)) + D_2(t)(D_1(t) - D_{start})}{(D_1(t) - D_{start}) + (D_{end} - D_2(t))} \tag{17}$$

としてデューティ比の軌道を生成する。

4. シミュレーションと実験による検討

本章では，3 章により求められた 2 自由度制御法のシミュレーション及び実機実験結果とその考察について述べる。

〈4·1〉 実験，シミュレーション条件 本研究の実験及び数値シミュレーションで用いた条件について説明する。シミュレーションには Mathworks 社の Matlab®及び Simulink®を用いて，(1)，(2) 式で表される昇圧コンバータの LPV モデルをプラントとして構築した。数値シミュレーション，実機実験において用いた回路，制御器の変数とその値を Table 1 に示す。

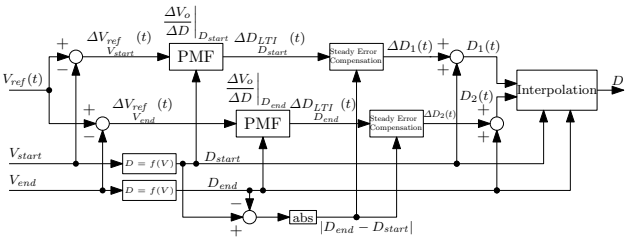
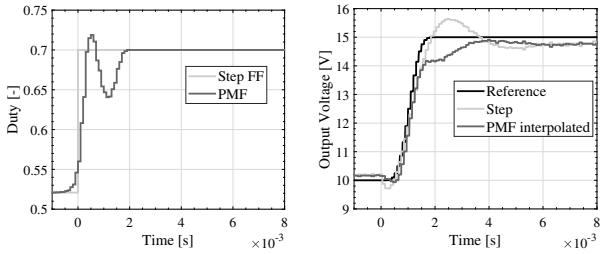


Fig. 6. Preactuated multirate feedforward controller for the boost converter.

Table 1. Condition of numerical simulation and experimental verification.

Variable	Value
Inductance L	400 μH
Series Resistance of Inductor r_L	0.1 Ω
Capacitance C	89 μF
Load resistance R	10 Ω
Input voltage V_i	5 V
Output voltage V_o	10 V → 15 V
Switching frequency	10 kHz
Rise time T_r	2 ms
Order of polynominal trajectory	9
Angular frequency of pole placement ω_0	1000 rad/s



(a) Duty ratio. (b) Output voltage.

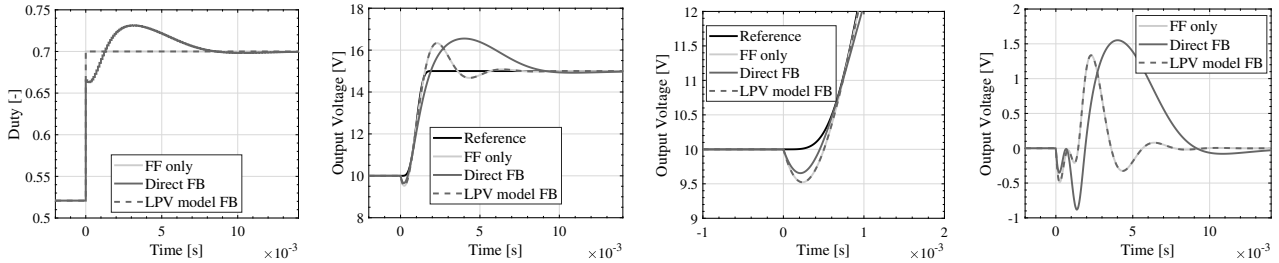
Fig. 7. Experimental result of feedforward control of the boost converter.

〈4·2〉 FF 制御のみの場合の実験 まず，FF 制御のみの場合について実機実験を行った結果について述べる。

実機実験結果を Fig. 7 に示す。FF 制御のみであるため，モデル化誤差の補償ができず，出力電圧に定常誤差が発生していることが分かる。このような外乱やモデル化誤差は実機においては必ず現れる問題であるため，FB 制御が必要となる。

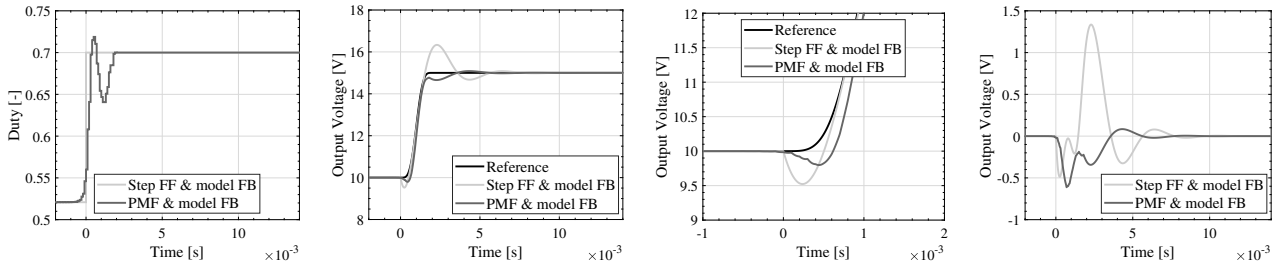
〈4·3〉 2 自由度制御の場合のシミュレーション 続いて，2 自由度制御を適用した場合の数値シミュレーション結果を述べる。

〈4·3·1〉 直接 FB 制御と規範モデルを用いた FB 制御の比較 初めに，2 自由度制御の FB 制御部について，規範モデルを用いず直接 FB 制御を行う Fig. 4 の制御系と，



(a) Duty ratio. (b) Output voltage. (c) Output voltage magnified. (c) Output voltage tracking error.

Fig. 8. Simulation result of step feedforward and 2 types of feedback control of the boost converter.



(a) Duty ratio. (b) Output voltage. (c) Output voltage magnified. (c) Output voltage tracking error.

Fig. 9. Simulation result of 2 DOF model feedback control of the boost converter.

規範モデルを用いて FB 制御を行う Fig. 3 の 2 つの制御系について，ステップ FF 制御と組み合わせた 2 自由度制御系の目標値追従特性をシミュレーションした結果について説明する。シミュレーション結果を Fig. 8 に示す。

直接 FB 制御の場合は，目標値と出力電圧を直接比較するため，アンダシュートやオーバシュートを FB 制御により補償しようする結果，電圧が大きくかつ整定時間が 9 ms と長いオーバシュートが見られる。

一方，規範モデルを通過させた目標値信号と出力電圧を比較する場合，規範モデルとプラントの間のモデル化誤差と外乱のみを FB 制御により補償する構成となるため，モデル化誤差がなければ FF 制御のみの場合と同じ目標値応答を得ることができる。昇圧コンバータのような LPV 系に対しても，LPV の規範モデルを用意することで補償できることが示された。

〈4·3·2〉 ステップ FF 制御と PMF 制御の比較 規範モデルを用いた FB 制御に加えて，FF 制御をステップ FF，PMF と変化させた場合について目標値追従特性のシミュレーション結果を説明する。シミュレーション結果を Fig. 9 に示す。

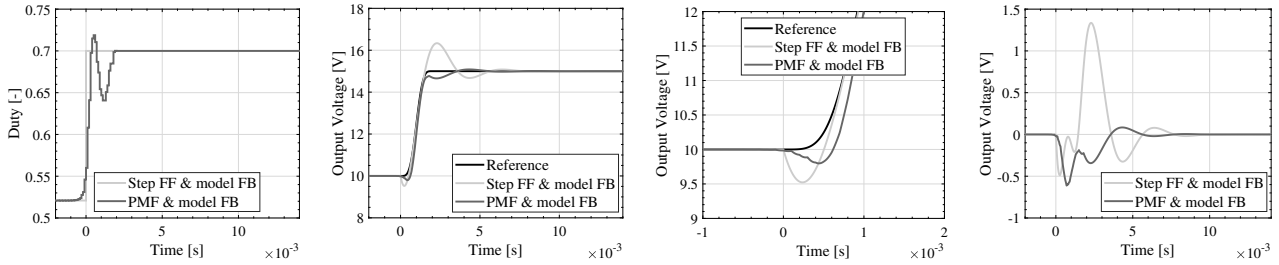
規範モデルを用いる方法では FF 制御のみの場合と同じ目標値追従応答が得られることが前節により示されているから，FF 制御の優劣がそのままシミュレーション結果として現れる。既報 [12] で示された結果を支持するように，提案法である PMF の方がアンダシュート，オーバシュート，整定時間について良好な特性を持つことが示された。

〈4·4〉 モデル化誤差が存在する場合 前節のシミュレーション条件に加えて，モデル化誤差が存在する場合の目標値追従特性シミュレーションを行ったので，結果を説明する。規範モデルのモデル化誤差として，コイルの直列抵抗を 0.1 Ω から 0.05 Ω と減らした規範モデルを用いた。シミュレーション結果を Fig. 10 に示す。規範モデルではコイルの直列抵抗が低くなっているため，その分 FF 制御器の出力するデューティ比が低くなる。どちらのケースも，FF 制御によるデューティ比の最終値は低くなっており，FB 制御器がその誤差を補償するように動いていることが分かる。PMF と Step FF 制御の比較では，どちらのケースもモデル化誤差の影響が見られるが，出力電圧誤差の整定時間は Step FF の方が早く，オーバシュート，アンダシュートの大きさは PMF の方が短くなる結果を得ている。

5. むすび

本稿では，昇圧コンバータの精密な出力電圧目標値追従制御を行うために提案された PMF 制御を LPV システム向けに修正した制御法で課題となっていた，FF 制御で補償することが不可能な外乱やモデル化誤差の補償のために FB 制御を実装，付加する 2 自由度制御の提案を行った。FB 制御器は電圧変化の始点・終点のうち，零点の周波数の低い方に合わせて極配置設計を行った。FF 制御は，既報 [12] のように PMF 制御を用い，2 つの動作点における目標値軌道の内挿によるものをとった。

この結果，数値シミュレーションにおいて，フィードバック信号に突き合わせる信号として目標値に軌道規範モデル



(a) Duty ratio. (b) Output voltage. (c) Output voltage magnified. (c) Output voltage tracking error.

Fig. 10. Simulation result of 2 DOF model feedback control of the boost converter with modeling error.

を通過させた信号を適用した場合，FF 制御のみの軌道追従特性と遜色ない目標値追従特性を得ることができた。既報により示された優れた目標値追従特性を生かしながら，フィードバック制御による外乱抑圧効果を得られ，本稿の目的を達成した。

今後の課題としては，実機実験として制御則を組み込みマイコン或いは FPGA などに実装し，実機についてオンライン計算で制御則を実現できることを示し，有用性を示すことが挙げられる。

文　　献

（1） 貝塚正明, 立花武, 小坂卓, 道木慎二, 太田豊. 自動車の電動化における最新技術動向. *IEEJ Transactions on Industry Applications*, Vol. 139, No. 6, pp. 535–542, 2019.

（2） Timothy A Burress, Steven L Campbell, Chester Coomer, Curtis William Ayers, Andrew A Wereszczak, Joseph Philip Cunningham, Laura D Marlino, Larry Eugene Seiber, and Hua-Tay Lin. Evaluation of the 2010 Toyota Prius Hybrid Synergy Drive System. Technical Report March, Oak Ridge National Lab. (ORNL), Oak Ridge, TN (United States). Power Electronics and Electric Machinery Research Facility, 2011.

（3） Masashi Takeda, Naoki Motoi, Giuseppe Guidi, Yukinori Tsuruta, and Atsuo Kawamura. Driving range extension by series chopper power train of EV with optimized dc voltage profile. *IECON Proceedings*, pp. 2936–2941, 2012.

（4） Jongwon Heo, Kentaro Matsuo, Pisithkun Hen, and Keiichiro Kondo. Dynamics of a minimum DC link voltage driving method to reduce system loss for hybrid electric vehicles. *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC 2017*, pp. 1–7, 2017.

（5） 大山和伸, 松野澄和, 矢嶋龍三郎. エアコンにおけるパワエレ技術の変遷と最新動向. パワーエレクトロニクス学会誌, Vol. 32, No. 3, pp. 76–82, 2007.

（6） Lukas Schwager, Arda Tuysuz, Christof Zwyssig, and Johann W. Kolar. Modeling and comparison of machine and converter losses for PWM and PAM in high-speed drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 50, No. 2, pp. 995–1006, 2014.

（7） Daisuke Takei, Hiroshi Fujimoto, and Yoichi Hori. Load Current Feedforward Control of Boost Converter for Downsizing the Output Filter Capacitor. *IEEJ Transactions on Industry Applications*, Vol. 135, No. 5, pp. 457–466, 2015.

（8） Robert w. Erickson and Dragan Maksimovic. *Fundamentals of Power Electronics Second Edition*. Springer, 2001.

（9） Aviti Mushi, Sakahisa Nagai, Hidemine Obara, and Atsuo Kawamura. Fast and Robust Nonlinear Deadbeat Current Control for Boost Converter. *IEEJ Journal of Industry Applications*, Vol. 6, No. 5, pp. 311–319, 2017.

（10） Wataru Ohnishi, Thomas Beauduin, and Hiroshi Fujimoto. Preactuated Multirate Feedforward Control for Independent Stable Inversion of Unstable Intrinsic and Discretization Zeros. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Vol. 24, No. 2, pp. 863–871, 2019.

（11） R. Middlebrook and Slobodan Cuk. A general unified approach to modelling switching-converter power stages. *1976 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 18–34, 1976.

（12） 三好正太, 大西亘, 古関隆章, 佐藤基. 昇圧型 DC-DC コンバータの Preactuation による出力電圧過渡応答の精密制御法 (半導体電力変換モータドライブ合同研究会・半導体電力変換一般および AC ドライブ). 電気学会研究会資料. SPC, Vol. 2019, No. 124, pp. 1–6, 2019.