

# 基于状态观测器的 DC—DC 升压变换器反演控制

谢世杰, 曹玉华, 戴国平

(南通科技职业学院 机电与交通工程学院, 江苏 南通 226000)

**摘要:** 相比于 PI 控制而言, 基于模型的控制具有动态响应速度快的优点, 因此被广泛运用于电力电子领域; 然而, 系统模型参数的不确定会影响系统的鲁棒性; 对 DC—DC 升压变换器的模型而言, 输入电压和负载等效电阻都是未知的; 针对参数未知的问题, Luenberger 状态观测器被用来实时估计输入电压和负载等效电阻的真实值; 估计出的真实值实时更新到反演法推出的控制律中, 控制 DC—DC 升压变换器的输出跟踪参考电压; 最后, Simulink 仿真证明了该方法的有效性和鲁棒性。

**关键词:** 反演控制; 观测器; DC—DC 升压变换器; 动态响应

## Backstepping Control of DC—DC Boost Converter Based on State Observer

Xie Shijie, Cao Yuhua, Dai Guoping

(College of Mechanical and Electrical Engineering, Nantong Vocational College of Science and Technology, Nantong 226000, China)

**Abstract:** Compared with PI control, model-based control has the advantage of fast dynamic response, so it is widely used in the field of power electronics. However, the uncertainty of system model parameters will affect the robustness of the system. For the model of DC—DC boost converter, the input voltage and load equivalent resistance are unknown. To solve the problem of unknown parameters, Luenberger state observer is used to estimate the real values of input voltage and load equivalent resistance in real time. The estimated true value is updated to the control law derived by backstepping method in real time to control the output of DC—DC boost converter to track the reference voltage. Finally, Simulink simulation proves the effectiveness and robustness of the method.

**Keywords:** backstepping; observer; DC—DC boost converter; dynamic response

### 0 引言

DC—DC 升压变换器广泛运用于风力发电、太阳能发电、电动汽车等新能源领域<sup>[1-2]</sup>。传统的控制升压变换器的方法是 PI 控制, 即根据误差组成其控制策略。这种方法实用性较强, 但因其只能在输出已发生变化后响应, 故响应速度较慢, 无法满足现代电力系统的动态响应要求。

近年来, 在电力电子领域越来越多的学者对基于模型的控制开展研究。鲁棒控制、自适应控制、反演控制等非线性的控制方法均已在电力电子领域中有所应用。反演控制方法形成于 20 世纪 90 年代初, 该方法易于处理系统中的不确定性和未知参数。文献[3-4]均为反演法在控制参数不确定的被控对象的情况。

为了更好地控制 DC—DC 变换器, 很多学者对此进行了研究。文献[5]基于反馈线性化理论推导出降压变换器的线性化模型, 基于线性模型进行二次型最优控制。反馈线性化需要精确的数学模型, 对系统中的不确定因素不耐受。文献[6]提出了一种针对变换器滑模控制的新型趋近率, 提高了趋近速度且抑制了抖振, 仿真后与 PI 控制器及

等速趋近率进行了比较, 效果较好。文献[7]采用自适应逆推方法, 是自适应反演控制应用的典型。其针对 DC—DC 降压变换器采用李雅普诺夫直接方法推导出自适应控制律。设计出的系统对输入电压的波动和负载等效电阻突变能够自适应, 效果明显, 设计过程中需控制收敛的变量较多, 运算较为复杂。文献[8]采用反演法推导出控制律, 跟经典 PI 控制相比操作简单方便, 稳态效果更好。但这种方法存在两个问题: 其并未考虑输入电压和负载等效电阻的突变情况, 且需要花费硬件实时采集输入电压, 最终步考虑的 Lyapunov 函数未一次性使得系统全局镇定。文献[9]提出了状态观测器结合滑模控制的方法, 其设计的控制器, 仿真效果颇佳, 提出的结合状态观测器的控制方法值得借鉴, 然对于状态观测器部分具体描述较少。综上, 文献中采取了不同的非线性控制方法控制变换器, 控制效果各有其优点。变换器的参数的不确定会影响系统的鲁棒性。针对 DC—DC 降压变换器的控制, 已有学者充分考虑到一些不确定因素, 设计了相应的自适应反演控制器, 其鲁棒性更强。而对于 DC—DC 升压变换器, 未见有反演法设计的自适应控制器。

本文提出一种结合状态观测器和反演控制的控制器, 实现未知参数自适应。由状态观测器来估计输入电压和负载等效电阻的实时值, 将实时值送至反演法设计的控制律中。这种方法使系统在有输入电压波动和切换负载时能快速响应, 且可省去采集输入电压的硬件成本, 同时, 最终

收稿日期: 2019-10-10; 修回日期: 2019-10-28。

作者简介: 谢世杰(1989-), 男, 江苏海安人, 工程师, 硕士, 主要从事控制理论的应用方向的研究。

戴国平(1978-), 男, 江苏海安人, 副教授, 硕士, 主要从事新能源汽车储能系统及电力电子技术方向的研究。

步考虑的 Lyapunov 函数使得系统全局镇定, 超调量小。

## 1 DC-DC 升压变换器建模

图 1 所示为 DC-DC 升压变换器的电路图, 其中  $V_m$  是输入电压,  $S$  为可控开关,  $L$  为电感,  $D1$  为二极管,  $R$  为负载等效电阻,  $C$  为电容,  $i_L$  为流经电感的电流。

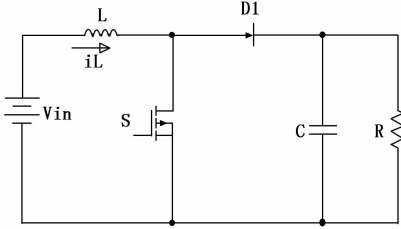


图 1 DC-DC 升压变换器的电路图

本文基于状态空间平均模型<sup>[10]</sup>设计控制律, 忽略电感的电阻以及  $D1$  的管压降, 建立状态空间平均模型如式 (1) 和式 (2) 所示:

$$\begin{cases} \dot{i}_L = \frac{V_m}{L} - \frac{\bar{u}V_o}{L} & (1) \\ \dot{V}_o = \frac{\bar{u}i_L}{C} - \frac{V_o}{RC} & (2) \end{cases}$$

其中:  $L$  为电感值,  $C$  为电容值,  $V_o$  为变换器输出电压,  $i_L$  为流经电感的电流,  $V_m$  为输入电压,  $(1 - \bar{u})$  为控制 PWM 的占空比。

## 2 反演法设计控制律

反演控制的设计方法实际上是一种逐步递推的设计方法, 引进的虚拟控制是一种静态补偿思想, 前面的子系统需要后边的子系统的虚拟控制才能达到镇定。DC-DC 升压变换器将输入电压变换成负载所需的稳定的电压源。为此, 需设计控制器控制变换器输出电压为负载所需的电压值。本文采用反演法<sup>[11]</sup>设计变换器的控制律, 使得变换器输出电压  $V_o$  跟踪参考电压  $V_{ref}$ , 即使得  $V_o \rightarrow V_{ref}$ 。

1) 定义输出电压与参考电压的误差:

$$Z_1 = V_{ref} - V_o \quad (3)$$

对式 (3) 求导, 并带入式 (2), 得:

$$\dot{Z}_1 = \dot{V}_{ref} - \dot{V}_o = -\frac{\bar{u}i_L}{C} + \frac{V_o}{RC} \quad (4)$$

考虑 Lyapunov 函数:

$$V_{(Z_1)} = \frac{1}{2}Z_1^2 \quad (5)$$

对式 (5) 求导, 并带入式 (4), 得:

$$\dot{V}_{(Z_1)} = Z_1 \dot{Z}_1 = Z_1 \left( -\frac{\bar{u}i_L}{C} + \frac{V_o}{RC} \right) \quad (6)$$

将稳态时  $\bar{u}_0$  及参考电压  $V_{ref}$ , 替换式 (4) 中的参数  $\bar{u}$  及  $V_o$ , 根据 DC-DC 升压电路的稳态性质  $\bar{u}_0 = \frac{V_m}{V_{ref}}$ , 令  $\dot{Z}_1 = -K_1 Z_1 + Z_2$ , 其中  $Z_2$  为虚拟控制量且  $K_1$  为大于零的正常数, 得:

$$\dot{Z}_1 = -\frac{V_m i_L}{C} + \frac{V_{ref}}{RC} \stackrel{\text{令}}{=} -K_1 Z_1 + Z_2 \quad (7)$$

根据式 (7) 取稳态时电感工作电流  $i_L$ :

$$i_L = \frac{K_1 Z_1 C V_{ref} + V_{ref}^2 / R - Z_2 V_{ref} C}{V_m} \quad (8)$$

可求得虚拟控制量  $Z_2$ :

$$Z_2 = K_1 Z_1 - \frac{V_m i_L}{V_{ref} C} + \frac{V_{ref}}{RC} \quad (9)$$

将式 (7) 代入式 (6) 中, 得:

$$\dot{V}_{(Z_1)} = -K_1 Z_1^2 + Z_1 Z_2$$

若  $Z_2 = 0$ , 则  $\dot{V}_{(Z_1)} \leq 0$ 。为此, 需要第二步的设计使得  $Z_2 \rightarrow 0$ 。

2) 考虑 Lyapunov 函数:

$$V_{(Z_1, Z_2)} = V_{(Z_1)} + \frac{1}{2}Z_2^2 \quad (11)$$

根据式 (9) 求导, 得:

$$\dot{Z}_2 = K_1 \dot{Z}_1 - \frac{V_m}{V_{ref} C} \dot{i}_L \quad (12)$$

将式 (1) 的  $\dot{i}_L$  代入式 (12) 后, 再代入到对式 (11) 求导后的式子中, 整理得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_{(Z_1, Z_2)} &= \dot{V}_{(Z_1)} + Z_2 \dot{Z}_2 = \\ &= -K_1 Z_1^2 + Z_2 (Z_1 + K_1 Z_1 - \frac{V_m}{V_{ref} C} (\frac{V_m}{L} - \frac{\bar{u}}{L} V_o)) \end{aligned} \quad (13)$$

为使  $\dot{V}_{(Z_1, Z_2)} \leq 0$ , 设计

$$\bar{u} = \frac{V_m^2 - V_{ref} C L (Z_1 + K_1 Z_1 + K_2 Z_2)}{V_m V_o} \quad (14)$$

式 (14) 中  $K_1, K_2$  为大于零的正常数。根据式 (7)  $\dot{Z}_1 = -K_1 Z_1 + Z_2$  代入  $\bar{u}$  中, 最终设计控制律为:

$$\begin{aligned} u &= 1 - \bar{u} = \\ &= 1 - \frac{V_m^2 + (K_1^2 - 1)V_{ref} C L Z_1 - (K_1 + K_2)V_{ref} C L Z_2}{V_m V_o} \end{aligned} \quad (15)$$

于是  $\dot{V}_{(Z_1, Z_2)} = -K_1 Z_1^2 - K_2 Z_2^2 \leq 0$ ,  $Z_1, Z_2$  呈指数收敛, 且当  $t \rightarrow \infty$  时,  $Z_1 \rightarrow 0$  和  $Z_2 \rightarrow 0$ , 输出电压跟踪到参考电压。

## 3 状态观测器设计

反演法设计的控制律中, 含有输入电压和负载等效电阻。然而, 输入电压和负载等效电阻对于 DC-DC 升压变换器是未知的。因此输入电压波动时和负载切换时均会影响系统的鲁棒性。为解决上述问题, 设计状态观测器来实时估出输入电压和负载等效电阻的真实值, 并将估计出的真实值实时更新到控制器中。

### 3.1 观测输入电压

DC-DC 升压变换器的输入电压会随着使用环境和时间的变化有所波动, 且对变换器而言, 输入电压的波动是未知的。控制律参数的不确定会影响系统的鲁棒性。本文通过参考文献<sup>[12]</sup>中的方法, 设计 Luenberger 状态观测器估计出输入电压的实际值, 使得系统在受到输入电压

扰动时有较快的响应。

假设  $V_m$  的变化范围有界, 并且其在一定时间内变化率  $\lim_{t \rightarrow \infty} \dot{V}_m = 0$ 。联立式 (1) 得:

$$\begin{cases} \dot{i}_L = \frac{1}{L}V_m - \frac{\bar{u}V_o}{L} \\ \dot{V}_m = 0 \end{cases} \quad (16)$$

建立状态空间方程:

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + B\bar{u} \\ Y = C_1X \end{cases} \quad (17)$$

式 (17) 中,

$$\begin{cases} X = \begin{bmatrix} i_L \\ V_m \end{bmatrix} \\ A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\ B = \begin{bmatrix} -\frac{V_o}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \\ C_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \end{cases}$$

另,  $o = \begin{bmatrix} C_1 \\ C_1A \end{bmatrix}$ ,  $\text{rank}(o) = 2$  满秩, 系统可观。Luenberger 观测器设计为:

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}} = A\hat{X} + B\bar{u} + L_1[Y - \hat{Y}] \\ \hat{Y} = C_1\hat{X} \end{cases} \quad (18)$$

式中,  $\begin{cases} \hat{X} = [\hat{i}_L \quad \hat{V}_m]^T \\ L_1 = [l_1 \quad l_2]^T \end{cases}$ , 其中变量  $\hat{i}_L$ 、 $\hat{V}_m$  为流经电感的电流估计值和输入电压估计值,  $l_1$ 、 $l_2$  为观测器增益系数。

综合式 (17) 和式 (18), 整理得,  $\dot{X} - \dot{\hat{X}} = (A - L_1C_1)(X - \hat{X})$ , 因观测器收敛速度需要比控制器的收敛速度要快才能迅速估计出实际值并将其送至控制器。为加快收敛速度并使得观测器稳定, 将  $(A - L_1C_1)$  的特征值均配置为  $-20\ 000$ , 得到增益矩阵  $L_1 = \begin{bmatrix} 4 \times 10^4 \\ 4 \times 10^8 L \end{bmatrix}$ , 其中  $L$  为电感值。将增益矩阵  $L_1$  代入式 (18), 得到观测器:

$$\begin{cases} \dot{\hat{i}}_L = \frac{V_m}{L} - \frac{V_o}{L}\bar{u} + 4 \times 10^4(i_L - \hat{i}_L) \\ \dot{\hat{V}}_m = 4 \times 10^8 L(i_L - \hat{i}_L) \end{cases} \quad (19)$$

替换控制律式 (15) 中参数  $V_m$  为  $\hat{V}_m$ 。

### 3.2 观测负载等效电阻

反演法推导的控制律中, 含有负载等效电阻。然而对于观测器而言, 负载等效电阻是未知的。变换器切换负载后, 若不及时更新控制律中的负载电阻值, 会导致控制律中负载等效电阻不正确, 从而影响系统的鲁棒性。本文参考文献[12]中的方法, 设计 Luenberger 状态观测器估计出负载等效电阻的实际值, 使得系统在切换负载时有较快的响应。

根据式 (2) 关系:

$$\dot{V}_o = \frac{i_L}{C}\bar{u} - \frac{i_o}{C} \quad (20)$$

建立状态空间方程:

$$\begin{cases} \dot{X}_1 = A_1X_1 + B_1\bar{u} \\ Y_1 = C_2X_1 \end{cases} \quad (21)$$

其中:

$$\begin{cases} X_1 = \begin{bmatrix} V_o \\ i_o \end{bmatrix} \\ A_1 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\ B_1 = \begin{bmatrix} \frac{i_L}{C} \\ 0 \end{bmatrix} \\ C_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \end{cases}$$

另,  $o_1 = \begin{bmatrix} C_2 \\ C_2A_1 \end{bmatrix}$ ,  $\text{rank}(o_1) = 2$  满秩, 系统可观。Luenberger 观测器设计为:

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}}_1 = A_1\hat{X}_1 + B_1\bar{u} + L_2[Y_1 - \hat{Y}_1] \\ \hat{Y}_1 = C_2\hat{X}_1 \end{cases} \quad (22)$$

式中,  $\begin{cases} \hat{X}_1 = [\hat{V}_o \quad \hat{i}_o]^T \\ L_2 = [l_3 \quad l_4]^T \end{cases}$ , 其中变量  $\hat{V}_o$ 、 $\hat{i}_o$  为输出电压估计值和流经等效负载电阻的电流估计值,  $l_3$ 、 $l_4$  为观测器增益系数。

综合式 (21) 和式 (22), 整理得,  $\dot{X}_1 - \dot{\hat{X}}_1 = (A_1 - L_2C_2)(X_1 - \hat{X}_1)$ , 为了使得观测器稳定并且收敛速度快于控制器, 将  $(A_1 - L_2C_2)$  的特征值均配置为  $-20\ 000$ , 得到增益矩阵  $L_2 = \begin{bmatrix} 4 \times 10^4 \\ -4 \times 10^8 C \end{bmatrix}$ , 其中  $C$  为电容值。将增益矩阵  $L_2$  代入到式 (22), 得到观测器:

$$\begin{cases} \dot{\hat{V}}_o = -\frac{\hat{i}_o}{C} + \frac{i_L}{C}\bar{u} + 4 \times 10^4(V_o - \hat{V}_o) \\ \dot{\hat{i}}_o = -4 \times 10^8 C(V_o - \hat{V}_o) \end{cases} \quad (23)$$

负载等效电阻观测值  $\hat{R} = \hat{V}_o / \hat{i}_o$ , 替换控制律式 (15) 中  $Z_2$  的内部参数  $R$  为  $\hat{R}$ 。

### 4 仿真实验

整个系统的控制结构如图 2 所示。图 2 中有三个模块, 其中, DC-DC 升压变换器是被控对象, 反演控制器和状态观测器是为控制被控对象设计的。整个系统的工作原理是: 使用硬件传感器采集 DC-DC 升压变换器的输出电压值和流经电感的电流值, 将输出电压值和流经电感的电流值输入到反演控制器和状态观测器中。状态观测器根据输出电压值和流经电感的电流值, 实时估计出输入电压和负载等效电阻的真实值, 然后将估计出的真实值实时更新到反演控制律中。最后, 反演控制器根据控制律计算得到控制

PWM 的占空比, 将占空比输入到 PWM 发生器中。产生的 PWM 波输入到 DC-DC 升压变换器的可控开关中, 从而控制 DC-DC 升压变换器的输出电压  $V_o$  跟踪参考电压  $V_{ref}$ 。

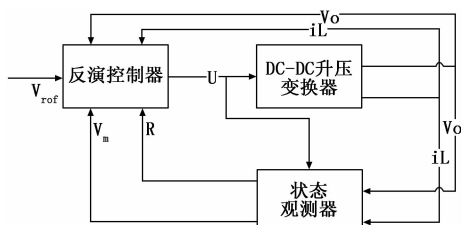


图 2 系统的控制结构图

本文仿真使用的软件是: Matlab R2016。通过 Matlab 中的 Simulink 模块仿真验证状态观测器的有效性, 以及控制器的稳定性和鲁棒性。具体方法是: 在 Simulink 中搭建式 (1)、式 (2)、式 (3)、式 (9)、式 (15)、式 (19) 以及式 (23), 使用 Scope 观察输出电压、负载等效电阻估计值和输入电压估计值。仿真前的参数设置如下: 式 (1) 和式 (2) 中, DC-DC 升压变换器的电路参数详见表 1。式 (9) 和式 (15) 中配置  $K_1$  和  $K_2$  均为 80。因式 (15) 控制律中输出电压  $V_o$  初始值为 0, 为避免仿真中出现除 0, 需加上无穷小量 (eps) 进行仿真。为使控制律初始时即获得与真实输入电压一致的数值, 设置式 (18) 中  $\hat{V}_m$  积分运算的初始值为 12V。

表 1 电路参数详情表

类型	数值
电感	1mH
电容	100uF
负载电阻	50Ω
输入电压	12V
参考电压	24V

### 4.1 状态响应测试

为了直观比较, 根据文献[8]所述参数进行仿真, 设定仿真时间为 1 秒。由图 3 可见, 控制器控制输出电压到 24 V 的参考电压。本文提出的控制器约在 0.015 s 内, 无超调量快速跟踪到参考电压。由图 4 可见, 稳定输出的纹波电压约为 0.01 V。与文献[6]中相对比, 超调量和纹波均较小。

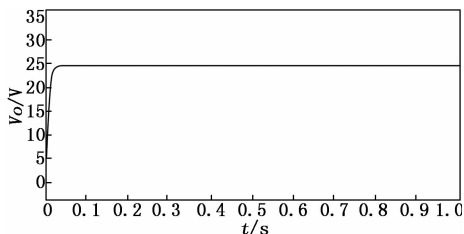


图 3 输出电压波形图

### 4.2 瞬态响应测试

为测试本文提出的控制器的鲁棒性以及状态观测器的有效性。在仿真环境中添加扰动, 添加的扰动包括负载等

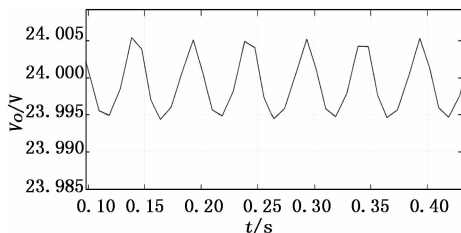


图 4 输出电压纹波图

效电阻的阶跃变化和输入电压的阶跃变化。测试结果, 重点关注输出电压的动态响应能力, 关注状态观测器估计参数的响应速度和准确性。

#### 4.2.1 负载等效电阻阶跃变化

设定负载等效电阻在 0.4 s 时发生阶跃变化, 由 20 Ω 突然降至 10 Ω; 在 0.6 s 时再突变回 20 Ω, 以此来测试状态观测器估计负载等效电阻的效果和系统的稳定性及鲁棒性。负载等效电阻估计值 (图例 hat R) 等于输出电压观测值除以输出电流观测值。如图 5 所示, 负载等效电阻观测值在负载突变后迅速收敛到负载等效电阻的真实值, 因此在负载变化时无需进行等效电阻的测定即可实现控制效果, 增强了对负载变化的自适应能力。

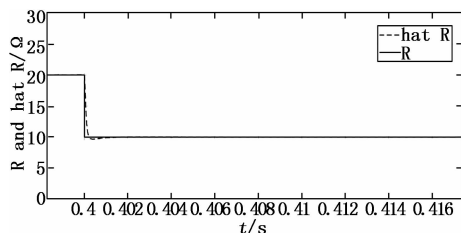


图 5 观测器估计负载等效电阻

系统在负载突变后的瞬态响应如图 6 所示, a) 为输出电压, b) 为电感电流。在 0.4 秒时刻, 负载突降, 控制律中参数突降, 导致输出电压突降, 随着观测器迅速估计出了负载等效电阻的真实值, 输出电压很快跟踪到参考电压; 在 0.6 秒时刻, 负载突升, 控制律中参数突升, 导致输出电压突升, 随着观测器迅速估计出了负载等效电阻的真实值, 输出电压很快跟踪到参考电压。

由图 6 (a) 所示, 负载在 0.4 s 和 0.6 s 突变时, 输出电压产生瞬时尖峰电压, 后因状态观测器能迅速估计到负载等效电阻的真实值, 从而及时更新控制律中负载等效电阻参数值, 且反演控制器的响应速度快, 故系统能快速跟踪到参考电压。由图 6 (b) 所示, 电感电流能够快速响应到稳态。由式 (8) 可知, 当  $Z_1$  和  $Z_2$  均趋近于 0 时, 系统稳态时的电感电流与参考电压的平方成正比, 与负载等效电阻以及输入电压成反比。当负载等效电阻突降时, 稳态的电感电流必定会升高, 与式中描述相符。图 (b) 中 0.3 s 时刻负载等效电阻突降为原来的 1/2, 电流被控制到原来的 2 倍。

#### 4.2.2 输入电压阶跃变化

在 DC-DC 升压变换器中, 输入电压的波动是变换器

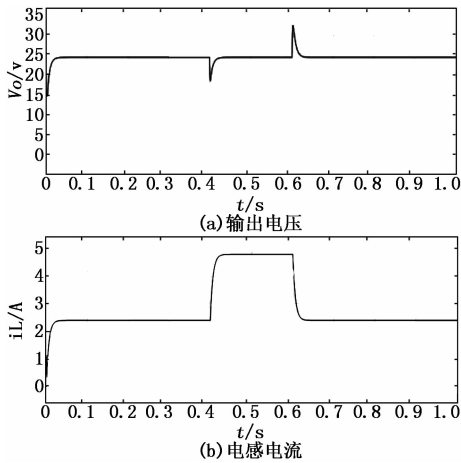


图 6 负载突变的瞬态响应

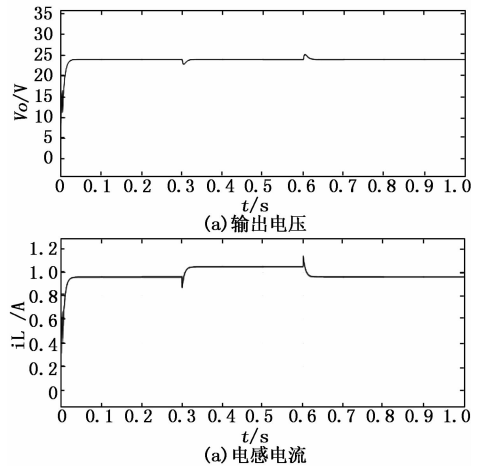


图 8 输入电压突变的瞬态响应

稳定必须考虑的因素，且它对于变换器是未知的。本文采用状态观测器估计变换器的输入电压，设定输入电压在 0.3 秒时，由 12 V 突变为 11 V；在 0.6 秒时，再突变回 12 V，以此测试状态观测器估计的输入电压真实值的情况以及系统的稳定性和鲁棒性。负载等效电阻此时设为 50 Ω 不变。

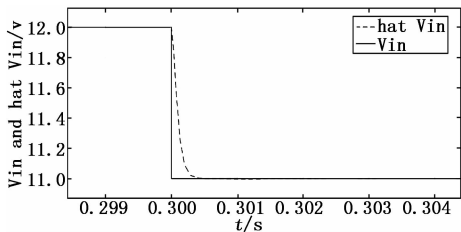


图 7 状态观测器估计输入电压

由图 7 可知，当输入电压在 0.3 秒时刻由 12 V 突变为 11 V，观测器估计值  $\hat{V}_m$ （图例中 hat Vin）在 0.002 5 s 内快速估计到实际值  $V_m$ ，收敛后误差为 0。可见，观测器估计的输入电压值是准确的，可省去实时采集输入电压的硬件传感器。因观测器收敛速度快，当系统在受到输入电压扰动时，可即时响应。

由图 8 所知，输入电压在 0.3 s 和 0.6 s 时刻突变时，因状态观测器能实时估计到输入电压的真实值，且控制器动态响应速度快，故在受到输入电压波动时能快速跟踪到参考电压。由图 6 (b) 所示，在 0.3 s 时刻电感电流曲线先向下拐，后快速向上响应到稳态。由式 (8) 可知，当  $Z_1$  和  $Z_2$  均趋近于 0 时，系统稳态时的电感电流与负载等效电阻以及输入电压成反比。当输入电压突变为原来的 11/12 时，曲线拐点应上升到原来电感电流大小的 12/11 倍。而图 (b) 中在 0.3 s 时刻曲线拐点向下的现象，是由于观测器估计时存在响应时间的原因导致的。通过调整状态观测器的增益矩阵来调高观测器的收敛速度，从而可降低曲线向下拐的时间，并提高整个系统的动态响应能力。

### 5 结果与讨论

仿真结果表明系统输出有稳态效果好，超调量低，瞬

态响应快的特点。与文献[8]相比，系统结合了状态观测器和反演控制律，实现了 DC—DC 升压变换器输出电压的自适应控制。在仿真结果中可见：状态观测器能够快速估计出系统参数的变化，增强了系统对模型参数的不敏感性；反演控制器最终子系统的虚拟控制使得全局镇定，超调量低，响应速度快。

尽管该方法解决了反演控制律中参数不确定的问题，但仍存在一些局限性。首先，文中通过状态空间平均模型构建控制器系统，而模型中存在电感电流的导数，因此电感电流需是连续变化的，不能出现断续。其次，文中设计的控制器如果在单片机或 FPGA 等数字主控中具体实现时，输出电压和电感电流的采样存在量化误差。针对上述局限性，要使得电感电流连续变化不间断，需要给 PWM 设置较高的频率。采样量化误差会导致系统输出存在极限环振荡，需使用高的量化步长，并在控制器中增加积分项来修正。

### 6 结论

针对 DC—DC 升压变换器的状态平均模型，利用反演法设计控制律，降低了系统状态响应的超调量；采用状态观测器观测输入电压扰动和等效负载电阻，可减少采集输入电压的硬件传感器，并提升了动态响应性能，同时增强了负载切换时系统的自适应能力。最后，通过仿真验证该方法的可行性及有效性。

#### 参考文献：

[1] 申玮霓, 王玉生, 张利, 等. 光伏发电双管 Buck—Boost 电路两模式控制方法的仿真与实验研究 [J]. 电气技术, 2016 (7): 52—56.  
 [2] 王晓雷, 时光文, 吴锋, 高旭东. 电动汽车充电电机 Boost 电路研究 [J]. 中原工学院学报, 2013, 24 (2): 9—13.  
 [3] 符晓刚, 邱伟, 杨开. 新能源汽车电液制动系统抗饱和反演控制 [J]. 计算机测量与控制, 2019, 27 (1): 71—75.  
 [4] 公鑫, 华宏星. 参数不确定性条件下螺旋桨致舰船系统振动的自适应反演控制 [J]. 噪声与振动控制, 2018, 38 (5): 81—88.