

# BUCK变换器滑模控制研究仿真

付伟业

上海理工大学光电信息与计算机工程学院, 上海

收稿日期: 2024年12月15日; 录用日期: 2025年1月8日; 发布日期: 2025年1月16日

## 摘要

本文详细讨论了BUCK型降压变换器的滑模变结构控制理论, 推导了描述buck变换器的动力学方程, 并设计了一种滑模控制(SMC)下的buck变换器。当负载和输入电压在一定程度上发生突变时, 该控制器依然能够控制系统使其稳定输出期望电压。此外还提出一种新的方法, 采用双闭环控制, 即一个内环电流控制和一个外环电压控制。电流环采用滑模控制, 电压环采用线性PI控制, 并对这两种控制器在负载阶跃变化和输入电压变化情况下进行对比, 采用Matlab/Simulink进行仿真, 实验结果表明该方法能有效降低Buck变换器的稳态误差, 提高其动态响应以及系统的抗干扰能力, 增强其对负载突变和输入电压波动的鲁棒性。

## 关键词

滑模控制器, BUCK转换器, PI调节, 双闭环控制

# Research and Simulation of Sliding Mode Control of BUCK Converter

Weiye Fu

School of Optical-Electrical and Computer Engineering, University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai

Received: Dec. 15<sup>th</sup>, 2024; accepted: Jan. 8<sup>th</sup>, 2025; published: Jan. 16<sup>th</sup>, 2025

## Abstract

This article provides an in-depth discussion of the sliding mode variable structure control theory for buck converters and derives the dynamic equations that describe the behavior of such converters. A novel sliding mode control (SMC) strategy for buck converters is introduced, specifically designed to maintain stable output voltage despite sudden changes in load and input voltage. Moreover, the paper proposes a dual-loop control approach, comprising an inner current control loop and an outer voltage control loop. The current loop utilizes sliding mode control, while the voltage loop employs linear PI

(Proportional-Integral) control. The performance of these two control strategies is compared under conditions of load step changes and input voltage variations. Simulations are conducted using Matlab/Simulink, demonstrating that the proposed method significantly reduces the steady-state error of the buck converter, enhances its dynamic response, and improves the system's immunity to disturbances, thus increasing its robustness against load surges and input voltage fluctuations.

## Keywords

Sliding Mode Controller, BUCK Converter, PI Regulation, Double Closed-Loop Control

Copyright © 2025 by author(s) and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY 4.0).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

## 1. 引言

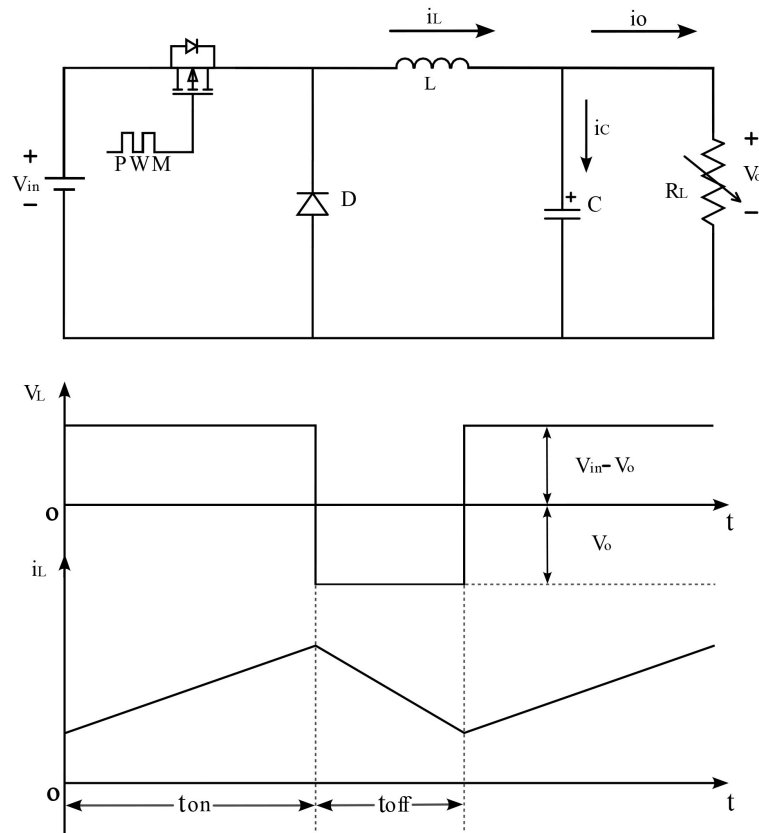
随着科技的飞速发展,电力电子技术在工业和日常生活中的作用日益显著。DC-DC 转换器作为电力电子系统中的关键组件,其性能直接影响到整个系统的效率和稳定性[1]。BUCK 电路,以其简单的结构和高效的转换能力,成为最常用的 DC-DC 降压转换器之一,广泛应用于诸如电动汽车、可再生能源转换和便携式电子设备等领域。DC-DC 变换器在电力电子工业中发挥着广泛的作用,其中 BUCK 变换器用于所需输出电压低于源电压的应用场合,然而,BUCK 电路在实际应用中会面临各种挑战,如输入电压的波动、负载的变化以及系统参数的不确定性等。这些因素往往导致传统的控制方法,例如 PI 控制和 T 控制,难以提供快速响应和高精度的稳态性能[2]。

为了克服这些困难,滑模控制作为一种鲁棒性强的非线性控制技术,逐渐受到关注。滑模控制凭借其在处理不确定性和外部扰动方面的优越性能,成为解决 BUCK 电路控制问题的潜在方法。通过设计特定的滑模面,滑模控制可以引导系统状态沿预定轨迹运动,从而实现精确控制[3]。然而,这种方法在实际应用中也面临抖振的问题,即由于控制信号频繁切换导致的高频振荡。这种现象可能降低系统效率,并对硬件造成磨损,限制其广泛应用[4]。采用滑模控制算法来调节 DC-DC 变换器,以实现稳定的输出电压。当负载和输入电压在一定程度上变化时,这种变换器容易产生稳态误差,稳态误差影响了必须恒定输出电压运行的功能,因此需要控制技术来解决这一问题[5]。适用于 DC-DC 变换器的控制技术必须应对其固有的非线性和宽输入电压和负载变化,确保在任何工作条件下的稳定性,同时提供快速的瞬态响应。针对这些问题,一些研究者提出了不同的非线性控制方法,比如自适应控制、模糊控制、模型预测控制和滑模控制[6]。由于 BUCK 变换器构成变结构系统的一种情况,因此滑模控制可以成为控制变换器的一种可能选择。滑模控制可以处理系统中的巨大非线性,并确保相对于负载和电压变化的稳定性。

为了获得期望的响应,滑模技术通过改变控制器的结构来响应系统状态的变化。这种控制是一种特别的变结构系统(VSS),它可以控制误差捕获误差,以显示对系统干扰和参数不确定性的鲁棒特性。在研究任何实际系统时,实际对象与其用于控制器设计的数学模型之间总是存在差异。引起这种测量值和计算值的偏差是由很多因素造成的,比如未知的外部干扰、模型的内部参数等等[7]。在控制对象中,滑模控制比其他控制器有优势。这种方法非常有效地解决了这一问题。滑模控制迫使系统的轨迹移动到并停留在预定的表面上,该表面称为滑动表面。控制系统在滑动面上的状态称为滑模。

## 2. BUCK 转换器的建模和工作原理

降压变换器的拓扑结构如图 1 所示。



**Figure 1.** Topology of BUCK converter

**图 1.** BUCK 变换器拓扑结构

当开关处于开通状态时时，电路连接到直流输入源，通过电感的电流开始线性上升，电容器开始充电，同时在负载电阻上产生输出电压。此时在电路中应用 KVL、KCL 并进一步重新排列，我们得到式(1)、(2)和(3)。

$$\frac{di_L}{dt} = -i_L \left( r_L + \frac{R_L r_c}{R_L + r_c} \right) \frac{1}{L} - \frac{V_C}{L} + \frac{V_{in}}{L} \quad (1)$$

$$\frac{dV_C}{dt} = \frac{i_L R_L}{(R_L + r_c)C} - \frac{V_C}{R_L C} \quad (2)$$

$$V_o = i_L \left( r_L + \frac{R_L r_c}{R_L + r_c} \right) + V_C \quad (3)$$

转化为状态空间模型，我们可以得到式(4)、(5)。

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{V}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left( r_L + \frac{R_L r_c}{R_L + r_c} \right) \frac{1}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{R_L}{(R_L + r_c)C} & -\frac{1}{R_L C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_{in} \quad (4)$$

$$V_o = \begin{bmatrix} \left( \frac{R_L}{R_L + r_c} \right) r_c & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_C \end{bmatrix} \quad (5)$$

当开关处于关闭状态时, 电感电流开始沿同一方向线性减小, 电感电流不能瞬间改变。然而, 电感器(L)的电压极性被反转以保持电流在相同的给定方向上。此时在电路中应用 KVL、KCL 并进一步重新排列, 我们得到式(6)、(7)和(8)。

$$\frac{di_L}{dt} = -i_L \left( r_L + \frac{R_L r_c}{R_L + r_c} \right) \frac{1}{L} - \frac{V_C}{L} \quad (6)$$

$$\frac{dV_C}{dt} = i_L \left( \frac{R_L}{R_L + r_c} \right) \frac{1}{C} - \frac{V_C}{R_L C} \quad (7)$$

$$V_O = i_L \left( \frac{R_L r_c}{R_L + r_c} \right) + V_C \quad (8)$$

将式(6)、(7)和(8)三个公式转化为状态空间模型, 我们可以得到式(9)、(10)。

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{V}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left( r_L + \frac{R_L r_c}{R_L + r_c} \right) \frac{1}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{R_L}{(R_L + r_c)C} & -\frac{1}{R_L C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_C \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$V_O = \begin{bmatrix} \left( \frac{R_L}{R_L + r_c} \right) r_c & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ V_C \end{bmatrix} \quad (10)$$

### 3. BUCK 变换器的滑模控制

#### 3.1. 滑模控制分析

本文主要针对 BUCK 变换器的滑模控制进行研究, 该方法首先考虑输出电压参考值(Vref), 计算所需电感电流(Iref)。然后用合适的电流控制器控制变换器的电源开关, 使电感的电流等于 Iref。最后得到控制量 u 输送给开关管, 如图 2 所示。

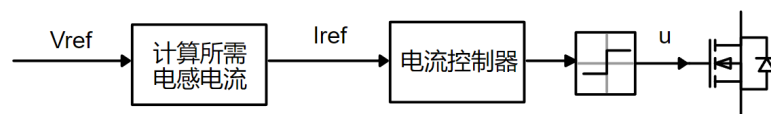


Figure 2. BUCK converter voltage control  
图 2. BUCK 变换器电压控制

虽然可以根据稳态分析计算间接控制中电感电流与输出电压的关系, 但应该考虑到为了计算所需的电感电流, 必须知道输入电压和负载电阻的确切值。由于这些值是不确定的, 如图 1 所示的控制器不能令人满意地响应。很明显, Iref 和 Vref 之间的关系不能基于转换器的稳态行为来计算。在图 1 所示的结构中, 缺少输出电压的直接反馈也会导致稳态误差。

滑模控制的核心思想是通过设计一个合适的滑模面, 使得系统状态能够沿着该滑模面滑动, 从而达到期望的控制目标。这个滑模面通常是由系统状态变量的线性组合构成的超平面。在滑模控制中, 系统的动态行为被分为两个阶段: 到达阶段和滑动阶段。

滑模控制提供了一种设计系统的方法, 使被控系统对参数变化和外部负载干扰不敏感。该技术由两种模式组成。其中到达阶段, 即轨迹从任何初始点向滑动线移动。在到达阶段下, 系统响应对参数不确定性和干扰很敏感。另一种是滑动模式, 在滑动模式中, 状态轨迹沿着开关线向原点移动, 状态永远不会离开开关线。在这种模式下, 系统由切换面方程定义, 因此它与系统参数无关[8]。

滑模控制的原理是设计一条特定的滑动线，当系统轨迹到达滑动线时，将状态变量的相位轨迹指向期望的原点。一般来说，对 DC-DC 变换器的控制是将输出电压调节到所需的水平。现在这里的目标是获得所需的恒定输出电压。也就是说，在稳定状态下，输出电压应该是期望电压。

### 3.2. 滑模面设计

滑模面的设计是滑模控制的关键。通常，滑模面设计成一个线性超平面，其形式可以表示为：

$$s = \alpha x_1 + x_2 \quad (11)$$

其中， $s$  是滑模函数， $x$  是系统的状态向量。滑模面设计需要考虑系统的稳定性和动态性能，通常采用李雅普诺夫稳定性理论来验证滑模面的设计是否合适。由 Lyapunov 第二稳定性方法得到的 SMC 的存在性必须服从式(12)：

$$s\dot{s} < 0 \quad (12)$$

滑模控制律通常由一个切换函数构成，用于使系统状态趋向并保持在滑模面上。控制律的一般形式为：

$$u = \frac{1}{2}(1 + \text{sgn}(s)) \quad (13)$$

当  $s > 0$  时， $u = 1$ ，即开关处于 ON 状态， $s \leq 0$  时， $u = 0$ ，即开关处于 OFF 状态。

为了理解滑模方法的概念，讨论了滑模控制(SMC)下 BUCK 变换器的状态空间模型，其中控制参数为输出电压误差和电压误差变化率。在连续导通模式(CCM)下，输出电压  $x_1$  和电压误差变化  $x_2$  可定义为式(14)和(15)。

$$x_1 = V_{ref} - \beta V_O \quad (14)$$

$$x_2 = \dot{x}_1 = -\frac{\varepsilon dV_O}{dt} = -\frac{\varepsilon i_C}{C} = \frac{\beta}{C} \left( \frac{V_O}{R_L} - \int \frac{uV_s - V_O}{L} dt \right) \quad (15)$$

式中  $L$  为电感、 $C$  为电容、 $RL$  为负载电阻。 $V_{ref}$ 、 $V_s$ 、 $\beta V_O$  分别为参考电压、瞬时输入电压和瞬时采样输出电压， $\beta$  为采样系数。

通过式(14)和(15)，状态空间模型可以用式(16)来表示：

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{1}{LC} & \frac{1}{R_L C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\beta V_s}{LC} \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{V_{ref}}{LC} \end{bmatrix} \quad (16)$$

在式(12)中应用上述稳定性判据，可以得到式(17)和(18)所示不等式：

$$\lambda_1 = \left( \alpha - \frac{1}{R_L C} \right) x_2 - \frac{1}{LC} x_1 + \frac{V_{ref} - \beta V_s}{LC} < 0 \quad (17)$$

$$\lambda_2 = \left( \alpha - \frac{1}{R_L C} \right) x_2 - \frac{1}{LC} x_1 + \frac{V_{ref}}{LC} > 0 \quad (18)$$

$\lambda_1 < 0$  则  $s > 0$  此时  $u = 1$ ， $\lambda_2 > 0$  则  $s < 0$  此时  $u = 0$ 。满足该不等式的区域称为存在区域(ROE)。此时  $V_O$  被限定在 0 伏和  $V_s$  伏之间，因此相轨迹将被限定在  $V_{ref} - \beta V_s < x_1 < V_{ref}$  的区域内。考虑到这种情况，最大的 ROE 出现在式(19)中。

$$\alpha = \frac{1}{R_L C} \quad (19)$$

将式(19)中的  $\alpha$  值应用式(11)得到式(20)，其中滑模面变为：

$$s = \frac{1}{R_L C} x_1 + x_2 = 0 \quad (20)$$

将式(14)和(15)中的  $x_1$  和  $x_2$  的值带入式(20)得到新的滑模面  $s$  如式(21)所示。

$$s = \frac{1}{R_L C} (V_{ref} - \beta V_o) - \frac{\beta i_c}{C} \quad (21)$$

由于  $V_{ref} - \beta V_o$  和  $i_c$  是反馈信号，在它们的系数中，分母部分有电容的值。在 DC-DC 变换器中使用的电容为 F 阶，这使得反馈路径的增益非常高，在实际实现中导致反馈电路进入深饱和状态。所以为了避免饱和，需要将公式中的  $C$  进行替换。因此对滑模面重新定义，如式(22)所示：

$$s = \frac{C}{\beta} (\alpha x_1 + x_2) \quad (22)$$

现在将式(14)，(15)，(19)中的  $x_1$ ， $x_2$ ， $\alpha$  的值代入到式(22)中，对滑模面进行修改得到式(23)，这样滑模面就不受电容  $C$  的影响了。

$$s = \frac{1}{\beta R_L} (V_{ref} - \beta V_o) - i_c \quad (23)$$

#### 4. BUCK 变换器控制模拟分析

BUCK 降压变换器和滑模控制器的系统模型如图 3 所示。

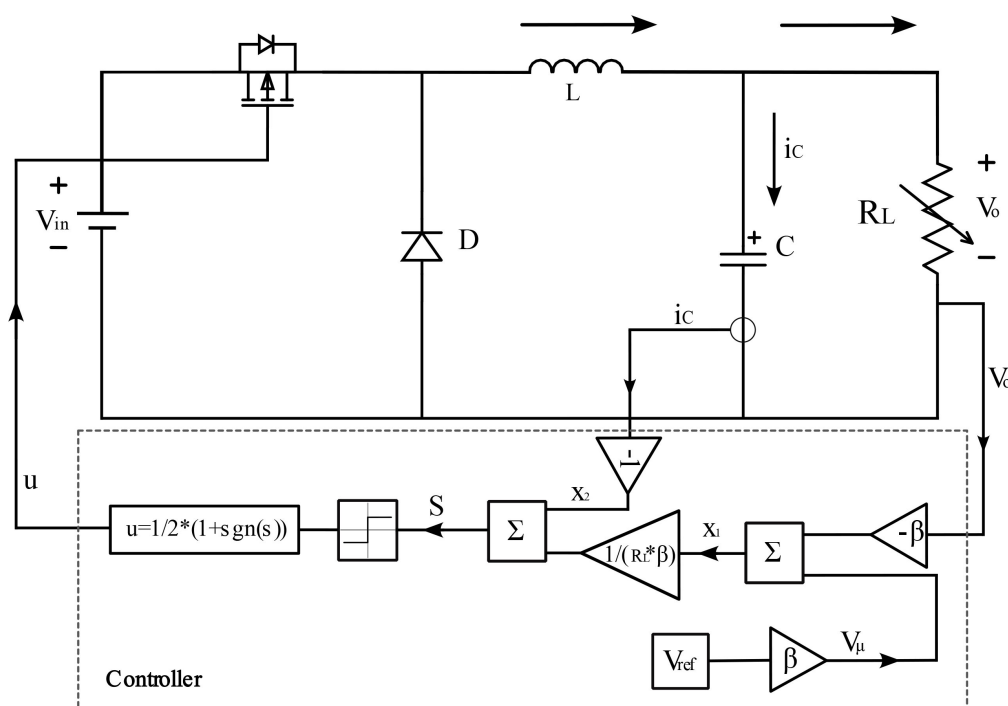


Figure 3. Sliding mode control system model of BUCK converter

图 3. BUCK 变换器滑模控制系统模型

其中降压变换器的规格参数如表 1 所示：

**Table 1.** Buck converter specification sheet

**表 1.** 降压变换器规格表

| 输入电压 $V_s$ | 电容 $C$           | 电感 $L$            | 负载电阻 $R_L$ | 输出电压 $V_o$ |
|------------|------------------|-------------------|------------|------------|
| 24 V       | 50 $\mu\text{F}$ | 100 $\mu\text{F}$ | 6 $\Omega$ | 12 V       |

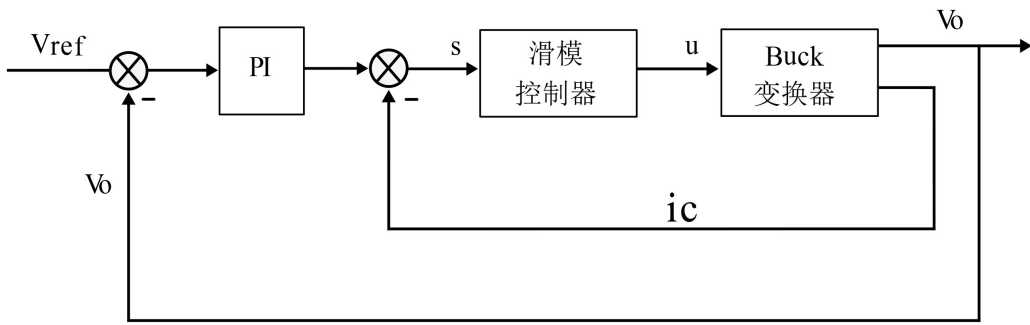
设参考电压  $V_{ref} = 4.8 \text{ V}$ ，则采样系数  $\beta$  的值为：

$$\beta = \frac{V_{ref}}{V_o} = \frac{4.8 \text{ V}}{12 \text{ V}} = 0.4$$

系数  $\alpha$  的值为：

$$\alpha = \frac{1}{R_L C} = 3333.33$$

考虑到输出电压的运动速率比输出电流的运动速率要慢得多，导致滑模控制对电压变化不敏感，因此本文采用双闭环控制，即一个内环电流控制和一个外环电压控制。电流环采用滑模控制，电压环采用线性 PI 控制，参数为  $K_P = 2.7$ ， $K_I = 10$ 。整个系统框图如图 4 所示：



**Figure 4.** SMC + PI double closed loop control system block diagram  
**图 4.** SMC + PI 双闭环控制系统框图

## 5. 仿真结果及分析

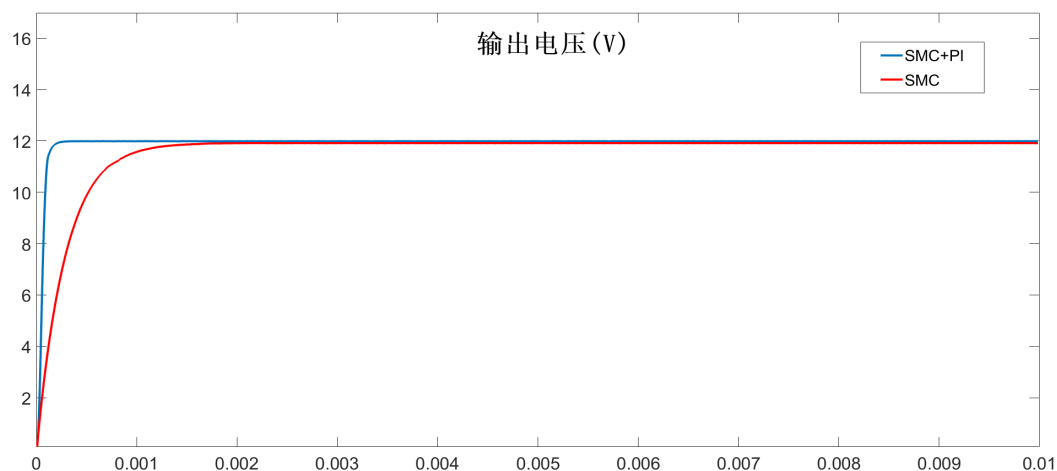
在本节中，在 Matlab/Simulink 中搭建系统模型进行仿真，对降压变换器进行动态响应分析，在负载突变的情况下进行降压变换器的控制调节，使其能稳定输出 12 V 电压。并对添加 PI 控制器前后的降压变换器输出电压随负载变化以及输入电压变化的变化情况进行比较。SMC + PI 控制器的参数如表 2 所示。

**Table 2.** SMC + PI controller parameters

**表 2.** SMC + PI 控制器参数

| 参考电压 $V_{ref}$ | 采样系数 $\beta$ | $K_P$ | $K_I$ | 输出电压 $V_o$ |
|----------------|--------------|-------|-------|------------|
| 4.8 V          | 0.4          | 2.7   | 10    | 12 V       |

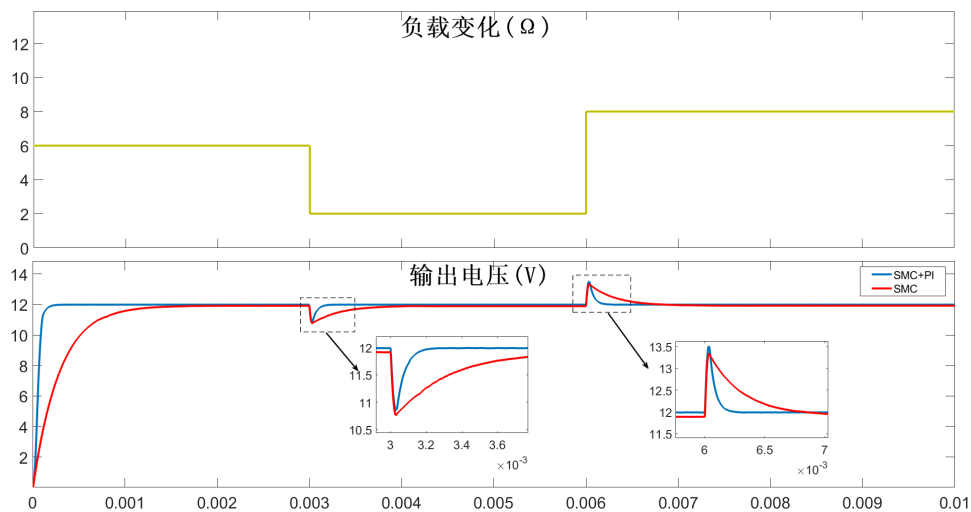
当负载阻值未发生突变时，两种控制算法的系统输出电压仿真波形如图 5 所示，可以看出采用 PI + SMC 双闭环控制的系统输出电压曲线明显响应更加迅速，响应速度提高了约 80%。



**Figure 5.** Simulation waveform of the output voltage of two control methods when the load resistance value does not change

**图 5.** 负载阻值未突变时两种控制方法的系统输出电压仿真波形

当负载阻值在 0.003 s 从  $6\ \Omega$  突变到  $2\ \Omega$ ，然后在 0.006 s 时从  $2\ \Omega$  突变到  $8\ \Omega$ ，如图 6 可以看出采用两种控制算法的 BUCK 型降压电路的输出电压的仿真结果，输出电压中的蓝线代表采用 SMC + PI 控制算法，红线代表传统的 SMC 滑模控制算法，从仿真结果来看，采用双闭环控制对比传统滑模控制能够有效提高系统的鲁棒性，使系统能够更快输出稳定的期望电压，增强了系统的抗干扰性。



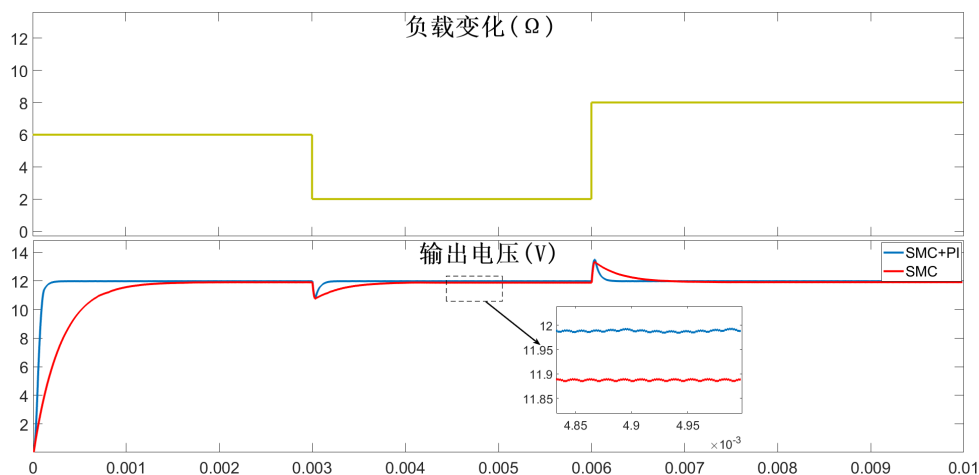
**Figure 6.** Simulation waveform of system output voltage of two control methods when load resistance value changes

**图 6.** 负载阻值突变时两种控制方法的系统输出电压仿真波形

此外，该 SMC + PI 双闭环控制还能降低系统的稳态误差，从图 7 中可以看出采用 SMC 控制系统稳态输出电压为 11.89 V，采用 SMC + PI 控制系统稳态输出电压为 11.99 V，该双闭环控制能够使系统输出电压更接近期望电压达到理想状态。

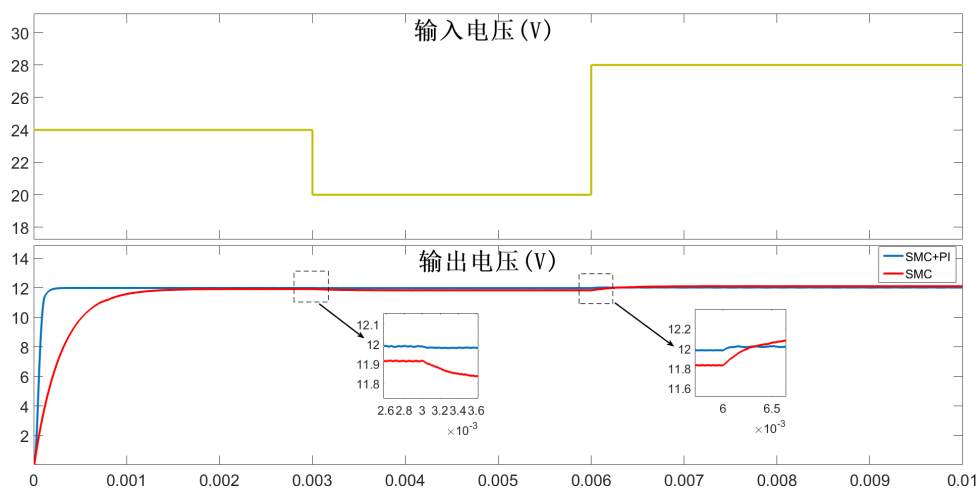
当输入电压在 0.003 s 从 24 V 突变到 20 V，然后在 0.006 s 时从 20 V 突变到 28 V，如图 8 所示，采用 SMC 算法控制的系统输出电压在输入电压发生突变时，稳压效果不理想，输出电压从 11.91 V 掉到 11.82 V，第二次突变时输出电压又上升到 12.1 V，由于输入电压激增，而传统的 SMC 滑模控制算法对

电压变化不敏感, 从而导致控制器不能敏锐的跟踪电压变化, 继而无法推算出合适的电流大小, 最终导致输出电压波动较大且无法恢复到期望值。而采用 SMC + PI 算法控制的系统采用双闭环控制, 能够敏锐监测电压的变化, 从而使系统输出受输入电压突变的影响比较小, 依然能够稳定在期望电压周围浮动。



**Figure 7.** System steady-state errors of two control methods when the load resistance value changes abruptly

**图 7.** 负载阻值突变时两种控制方法的系统稳态误差



**Figure 8.** Output response curves of two control methods when input voltage changes

**图 8.** 输入电压突变时两种控制方法的系统输出响应曲线

## 6. 结论

本文针对 BUCK 变换器滑模控制进行了深入研究, 并提出了一种改进的滑模控制方法。本文研究的主要结论可以归纳为以下几点:

1) 响应速度提升: 本文提出的双闭环控制方法在快速响应性方面明显优于传统滑模控制系统。通过引入 PI 调节, 系统的响应速度提高了约 80%。这种提升对于要求快速精确反应的应用环境如紧急制动系统、高速机器人操作等尤为重要。

2) 稳态误差减小: 在稳态性能方面, 改进后的控制系统表现出更小的误差, 稳态误差由传统方法的 0.11 V 减少至 0.01 V, 改善了约 90%。这一结果得益于优化后的滑模面设计和误差修正机制, 使得系统

在达到稳定状态后的性能更加精确，尤其适用于精密制造和自动化控制等领域。

3) 鲁棒性增强：改进的滑模控制策略增强了系统对外部干扰和内部参数变化的抵抗能力。实验中模拟了输入电压突变和负载电阻突变两种干扰情况，结果显示本文方法在面对参数扰动和外部干扰时，这一特性使得本方法非常适合应用于外部环境不稳定或者内部参数变化较大的工业场景。

4) 未来研究方向：本文的研究为滑模控制的进一步发展提供了新的思路，未来可以考虑将该方法与其他先进控制技术结合，探索更复杂系统的控制策略。

## 参考文献

- [1] Mohan, N., Undeland, T.M. and Robbins, W.P. (2003) Power Electronics: Converters, Applications, and Design. John Wiley Sons.
- [2] Guo, X., Wu, Q., Du, Y., Li, X. and Cui, Z. (2025) A Wide-Output Buck DC-DC Power Management IC. *Integration*, **100**, Article ID: 102278. <https://doi.org/10.1016/j.vlsi.2024.102278>
- [3] Mustafa, G., Ahmad, F., Zhang, R., Haq, E.U. and Hussain, M. (2023) Adaptive Sliding Mode Control of Buck Converter Feeding Resistive and Constant Power Load in DC Microgrid. *Energy Reports*, **9**, 1026-1035. <https://doi.org/10.1016/j.egy.2022.11.131>
- [4] Utkin, V. (1977) Variable Structure Systems with Sliding Modes. *IEEE Transactions on Automatic Control*, **22**, 212-222. <https://doi.org/10.1109/tac.1977.1101446>
- [5] He, Y. and Luo, F.L. (2006) Sliding-Mode Control for Dc-Dc Converters with Constant Switching Frequency. *IEE Proceedings—Control Theory and Applications*, **153**, 37-45. <https://doi.org/10.1049/ip-cta:20050030>
- [6] Harashima, F., Hashimoto, H. and Kondo, S. (1985) MOSFET Converter-Fed Position Servo System with Sliding Mode Control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **32**, 238-244. <https://doi.org/10.1109/tie.1985.350165>
- [7] Emadi, A. and Ehsani, M. (2000) Negative Impedance Stabilizing Controls for PWM Dc/Dc Converters Using Feedback Linearization Techniques. *35th Intersociety Energy Conversion Engineering Conference and Exhibit*, Las Vegas, 24-28 July 2000, 613-620. <https://doi.org/10.2514/6.2000-2912>
- [8] Fossas, E., Martinez, L. and Ordinas, J. (1992) Sliding Mode Control Reduces Audiosusceptibility and Load Perturbation in the Cuk Converter. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, **39**, 847-849. <https://doi.org/10.1109/81.199870>