

doi:10.11835/j.issn.1000-582X.2018.03.001

# 基于次优算法同步 Buck 变换器二阶滑模控制

刘松斌,冯志远

(东北石油大学 电气信息工程学院,黑龙江 大庆 163318)

**摘要:**针对同步 Buck 变换器设计了基于改进次优算法的二阶滑模控制器,只需检测变换器的输出电压,不需测量电容和电流,就可实现对变换器的控制。通过对次优算法引入滞环,在输出电压达到稳态时限制了变换器的开关频率。在 Simulink 环境下,构建状态机实现了二阶滑模控制器,验证了同步 Buck 变换器的启动性能和稳态性能,以及从 10 A 跃变到 20 A 大负载扰动和 5 V 跃变到 10 V 电源扰动时的鲁棒性。仿真结果表明,基于改进次优算法的二阶滑模控制器保留了滑模控制的鲁棒性,并在抵抗扰动方面优于一阶滑模。

**关键词:**同步 Buck 变换器;二阶滑模控制;次优算法;状态机

**中图分类号:**TM46

**文献标志码:**A

**文章编号:**1000-582X(2018)03-001-12

## Second-order sliding-mode control of synchronous buck converter based on sub-optimal algorithm

LIU Songbin, FENG Zhiyuan

(College of Electrical and Information Engineering, Northeast Petroleum University, Daqing 163318, Heilongjiang, P.R.China)

**Abstract:** A second-order sliding-mode controller based on improved sub-optimal algorithm for synchronous Buck converter is designed, and the converter can be controlled only by detecting its output voltage without measuring the capacitance current of the converter. By introducing hysteresis to sub-optimal algorithm, the switching frequency of the converter is limited when the output voltage is stable. In the Simulink, the second-order sliding-mode controller is actualized by using the state machine, and the simulation test verifies the start-up performance, the steady-state behavior and the robust against the large load disturbance jump from 10 A to 20 A and the power disturbance jump from 5 V to 10 V. The simulation results show that the proposed second-order sliding-mode controller retains the robustness of sliding mode control and is superiors to first-order sliding-mode control in the aspect of resisting disturbance.

**Keywords:** synchronous Buck converter; second-order sliding-mode control; sub-optimal algorithm; state machine

在现代工业、电子产品和新能源发电等领域,DC-DC 变换器发挥着越来越重要的作用。选择变换器时优先考虑效率高、成本低和结构简单的变换器<sup>[1-2]</sup>。相较于其他隔离式变换器,Buck 变换器因其结构简单等

收稿日期:2017-11-15

作者简介:刘松斌(1970—),男,教授,博士,主要从事新能源技术和微电网拓扑及控制策略研究,(E-mail)yubo731@163.com。

优点而被广泛使用。传统的 Buck 变换器采用肖特基二极管作为整流管,其正向导通压降最低可达 0.3 V。随着微处理器技术的快速发展<sup>[3]</sup>,以及移动电子产品对小体积和长电池寿命的需求<sup>[4]</sup>,需要 Buck 变换器工作在低压大电流的工作条件下。然而在这种工作条件下,肖特基二极管的压降会严重降低 Buck 变换器的效率,因此,人们将同步整流技术与 Buck 变换器相结合,使用低导通电阻的 MOSFET 作为整流管,代替肖特基二极管,从而提高 Buck 变换器的效率。

按建模的方式进行分类,DC-DC 变换器的控制方法分为线性控制和非线性控制。传统 DC-DC 变换器的控制方法采用线性控制,基于小信号模型,在稳态点对 DC-DC 变换器进行线性化处理并设计控制器<sup>[5-6]</sup>。由于开关变换器本身就是强非线性系统,传统的小信号处理结合线性控制理论的方法存在较大的局限性<sup>[7]</sup>。非线性控制能使开关变换器对电路参数变化和输入、负载扰动具有很好的鲁棒性和动态响应<sup>[8]</sup>。在各种非线性控制中,滑模控制易于实现,对参数变化不敏感<sup>[9-10]</sup>,对外部扰动鲁棒性强,动态响应速度快,同时考虑大信号和小信号。传统的直接一阶滑模控制,采用滞环的方式实现,文献[11]针对 Buck 变换器采用滞环方式实现了直接滑模控制,文献[12]针对 Buck 变换器采用滞环方式设计了全局滑模控制器。一阶滑模控制需要同时检测输出电压和电容电流并且存在抖振问题,而二阶滑模可以消除一阶滑模中普遍存在的抖振问题<sup>[13]</sup>,并比一阶滑模具有更高的精度。大多数二阶滑模控制算法需要知道滑模量的一阶导数或其正负号<sup>[14]</sup>,常见的二阶滑模算法有:螺旋算法、超螺旋算法、次优算法和给定收敛律算法<sup>[15]</sup>。文献[16]和文献[17]分别针对 Buck-Boost 变换器和 Buck 变换器使用超螺旋算法设计了二阶滑模控制器,文献[18]和文献[19]针对 Buck 变换器和同步 Buck 变换器使用改进次优算法设计了二阶滑模控制器,体现出二阶滑模控制的优越性。

文中采用改进的次优算法<sup>[18-19]</sup>,针对同步整流 Buck 变换器,只需要检测输出电压,不需要使用电流互感器检测电容电流,通过构建状态机来实现二阶滑模控制。通过采用滞环改进的次优算法,使得变换器输出电压达到稳态值时的开关频率为可控有限值。该方法既保留了滑模控制的鲁棒性,提高控制精度,还减少传感器的使用,简化了电路结构。

## 1 同步 Buck 变换器建模

同步 Buck 变换器电路如图 1 所示。 $V_{in}$  为输入电压, $v_o$  为输出电压,S1 为主开关管,S2 为同步整流管,C 为电容, $i_c$  为电容电流, $L$  为电感, $i_L$  为电感电流, $v_L$  为电感电压, $R$  为负载电阻。

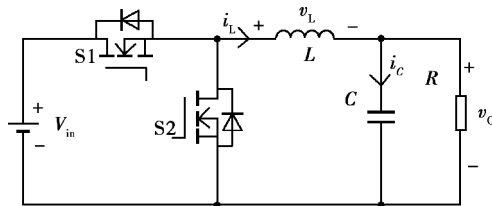


图 1 同步 Buck 变换器电路

Fig.1 Circuit of synchronous buck converter

令同步 Buck 变换器工作于 CCM 模式,此时具有如下 2 种工作状态:

1) 当开关变换器处于主开关管 S1 导通,同步管 S2 关断时,电感电流增加,此时,根据基尔霍夫定律有

$$\begin{cases} v_L = L \dot{i}_L = V_{in} - v_o, \\ i_L = C \dot{v}_o + \frac{v_o}{R}. \end{cases} \quad (1)$$

2) 当开关变换器处于主开关管 S1 关断,同步管 S2 导通时,电感电流下降,此时,根据基尔霍夫定律有

$$\begin{cases} v_L = L\dot{i}_L = -v_o, \\ i_L = C\dot{v}_o + \frac{v_o}{R}. \end{cases} \quad (2)$$

对2种工作状态下得到的式(1)和式(2)进行整理,引入控制变量  $u = \{0, 1\}$ ,得到同步 Buck 变换器在非连续控制时的状态空间模型

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{in}}{L} \\ 0 \end{bmatrix} u. \quad (3)$$

## 2 基于改进次优算法的二阶滑模控制器设计

### 2.1 二阶滑模控制

二阶滑模是一阶滑模的扩展,二阶滑模不但保留了一阶滑模控制的鲁棒性,还能有效消除一阶滑模控制存在的抖振现象。对于式(3),设滑模变量  $s$  为

$$s = e = V_{ref} - v_o, \quad (4)$$

式中,  $e$  为电压偏差,  $V_{ref}$  为参考电压。根据式(3)和式(4),求出滑模变量  $s$  的一阶导和二阶导

$$\dot{s} = \frac{v_o}{RC} - \frac{i_L}{C}, \quad (5)$$

$$\ddot{s} = \left( \frac{1}{LC} - \frac{1}{(RC)^2} \right) v_o + \frac{1}{RC^2} i_L - \frac{V_{in}}{LC} u. \quad (6)$$

整理式(4)~式(6)得

$$\ddot{s} + \frac{1}{RC}\dot{s} + \frac{1}{LC}s = \frac{1}{LC}(V_{ref} - u \cdot V_{in}). \quad (7)$$

传统一阶滑模控制滑模变量为  $s = c \cdot e + \dot{e}$ ,其中  $c > 0$  为常数,滑模变量的相对阶为1,进入滑动模态时满足  $s = 0$ ,其控制的非连续性作用于滑模变量的一阶导数上,这造成了一阶滑模控制的抖振现象。二阶滑模控制的滑动模态为  $\{s = 0, \dot{s} = 0\}$ ,滑模变量的相对阶为2,通过将不连续控制作用于二阶导数上而不影响一阶导数,从而消除了抖振<sup>[20]</sup>。对于二阶滑模而言,根据式(4)和式(5),当方程满足  $s = \dot{s} = 0$  时,表示同步 Buck 变换器的输出电压与参考电压相等,而变换器的电感电流平均值与流过电阻电流相等。

### 2.2 基于次优算法的二阶滑模控制器设计

次优算法由时间最优的 Bang-Bang 控制发展而来<sup>[21]</sup>,定义其控制律为<sup>[22]</sup>

$$\begin{cases} u(t) = -\alpha(t) \cdot U \text{sign}(s - \beta \cdot s_{SP}), \\ \alpha(t) = \begin{cases} 1, & \text{if } (s - \beta \cdot s_{SP}) \cdot s_{SP} \geq 0, \\ \alpha^*, & \text{if } (s - \beta \cdot s_{SP}) \cdot s_{SP} < 0, \end{cases} \\ \beta \in [0, 1). \end{cases} \quad (8)$$

式中:  $U$  为峰值系数;  $\alpha$  为调制系数;  $\beta$  为期望系数;  $s_{SP}$  为上一次  $\dot{s} = 0$  时  $s$  的值。对于同步 Buck 变换器而言,滑模控制本质上为常值切换的滑模控制,因此,采用次优算法时  $\alpha^* = 0$ ,控制律变为

$$\begin{cases} u(t) = \alpha(t) \text{sign}(s - \beta \cdot s_{SP}), \\ \alpha(t) = \begin{cases} 1, & \text{if } (s - \beta \cdot s_{SP}) \cdot s_{SP} \geq 0, \\ 0, & \text{if } (s - \beta \cdot s_{SP}) \cdot s_{SP} < 0, \end{cases} \\ \beta \in [0, 1). \end{cases} \quad (9)$$

对于二阶滑模而言,式中  $s_{SP}$  即为系统上一次求得的奇点。由于  $\beta$  介于0和1之间,每一次的切换点距原点距离均小于上一次求得的奇点距原点的距离。

采用式(9)的控制律进行控制时,需要获得  $\dot{s}$  的符号信息,此时  $\dot{s}$  对应于电容电流,为减少传感器的使用,避免引入测量噪声,文献[23]提出一种改进的次优算法,分析了其稳定性,并采用状态机来实现基于该改

进次优算法的二阶滑模控制,其相轨迹如图 2 所示。采用该算法,可间接计算  $\dot{s}$  的正负号,求得系统的奇点。

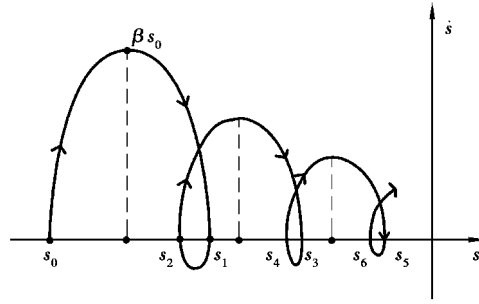


图 2 基于次优算法的二阶滑模相轨迹

Fig.2 Phase trajectory of two order sliding mode control based on suboptimal algorithm

当系统达到稳态时,该算法会造成开关频率趋近于无穷大,这对同步 Buck 变换器来说难以实现。因此,引入滞环来限制系统稳定时的开关频率。此时,二阶滑模控制律为

$$u(t) = \begin{cases} \text{sign}(s - \beta \cdot s_{SP} - \Delta_{ON}), s < 0, \mu = -1, \\ \text{sign}(s - s_{SP} - \Delta_{OFF}), s < 0, \mu = 1, \\ \text{sign}(s - \beta \cdot s_{SP} - \Delta_{OFF}), s > 0, \mu = 1, \\ \text{sign}(s - s_{SP} - \Delta_{ON}), s > 0, \mu = -1. \end{cases} \quad (10)$$

式中:  $s_{SP}$  为系统上一次求得的奇点,随系统状态变化而改变,需要被系统保存;  $\Delta_{ON}$  为导通滞环环宽,  $\Delta_{OFF}$  为关断滞环环宽。

现做如下定义<sup>[19,23]</sup>:  $s > 0$  且  $\dot{s}$  减小时,系统控制量  $u(t) = U_{ON}^+ = 1$ ;  $s > 0$  且  $\dot{s}$  增大时,系统控制量  $u(t) = U_{OFF}^+ = 0$ ;  $s < 0$  且  $\dot{s}$  减小时,系统控制量  $u(t) = U_{ON}^- = 1$ ;  $s < 0$  且  $\dot{s}$  增大时,系统控制量  $u(t) = U_{OFF}^- = 0$ ;  $u(t) = 1$  时,系统奇点  $s_{SP}$  为  $s$  的最大值为  $s_m$ ;  $u(t) = 0$  时,系统奇点  $s_{SP}$  为  $s$  的最小值为  $s_m$ ;  $s > 0$  时,期望系数为  $\beta_P$ ,  $s < 0$  时,期望系数为  $\beta_N$ 。此时,二阶滑模控制器实现的状态机如图 3 所示。

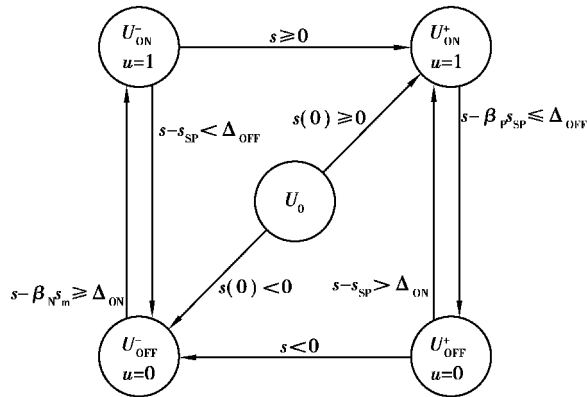


图 3 二阶滑模控制器状态机框图

Fig.3 State-machine block diagram of two order sliding mode controller

下面对期望系数进行计算,对于式(7),整理得

$$\int LC \dot{s} ds = \int \left[ (u V_{in} - V_{ref}) - s - \frac{L}{R} \dot{s} \right] ds, \quad (11)$$

对于式(11)中,

$$\int \frac{L}{R} \dot{s} ds = \int \frac{L}{R} i_c d(v_o - V_{ref}) = \frac{L}{R} \int i_c^2 dt \quad (12)$$

对于同步 Buck 变换器,电容电流  $i_c$  幅值很小,并且电感  $L$  以微亨( $\mu\text{H}$ )为单位,因此认为该项近似为 0。滞环的目的是在系统达到稳态时限制开关频率且动态时环宽要远小于滑模变量的值,因此在进行分析时,认为  $\Delta \approx 0$ 。令  $\dot{s}_c = \sqrt{LC} \dot{s}$ ,式(11)变为

$$\int \dot{s}_c d\dot{s}_c = \int [(V_{ref} - uV_{in}) - s] ds \quad (13)$$

当  $s > 0$  时,系统相轨迹如图 4 所示。

以  $(s_M, 0)$  为初值,得到当  $u(t) = U_{ON}^+ = 1$  时的相轨迹方程为

$$[s + (V_{in} - V_{ref})]^2 + \dot{s}_c^2 = [s_M + (V_{in} - V_{ref})]^2, \quad (14)$$

设切换点坐标为  $(\beta s_M, \dot{s}_{min})$ ,代入式(14)得

$$[\beta s_M + (V_{in} - V_{ref})]^2 + \dot{s}_{min}^2 = (s_M + V_{ref})^2. \quad (15)$$

以  $(\beta s_M, \dot{s}_{min})$  为初值,得到当  $u(t) = U_{OFF}^+ = 0$  时的相轨迹方程为

$$(s - V_{ref})^2 + \dot{s}_c^2 = (V_{ref} - \beta s_M)^2 + \dot{s}_{min}^2, \quad (16)$$

此时,相轨迹经过  $(s_m, 0)$ ,代入式(16)得

$$(s_m - V_{ref})^2 = (V_{ref} - \beta s_M)^2 + \dot{s}_{min}^2. \quad (17)$$

联立式(15)和式(17)得到

$$\beta = \frac{s_M^2 + 2(V_{in} - V_{ref}) \cdot s_M + (2V_{ref} - s_m) \cdot s_m}{2V_{in}}. \quad (18)$$

为保证系统响应无超调<sup>[19]</sup>, $\beta$  取值应保证系统相轨迹不穿越纵轴, $s_m$  满足:  $0 \leq s_m < s_M \leq V_{ref}$ 。此种情况下,当  $s_m = 0$  时  $\beta$  取最小值,为

$$\beta_P \geq \frac{s_M + 2(V_{in} - V_{ref})}{2V_{in}}. \quad (19)$$

当  $s < 0$  时,相轨迹如图 5 所示。

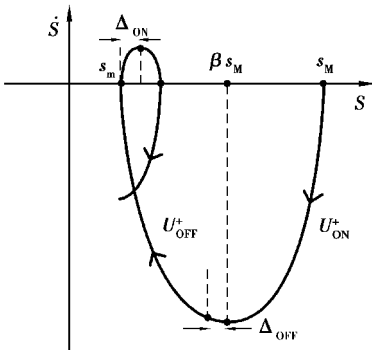


图 4  $s > 0$  时系统相轨迹  
Fig.4 Phase trajectory of system when  $s > 0$

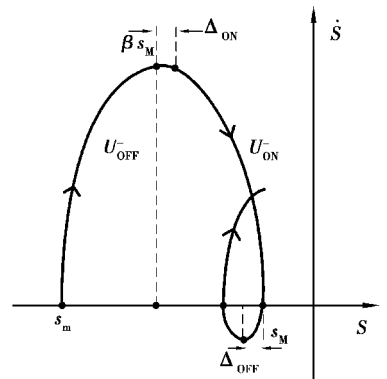


图 5  $s < 0$  系统相轨迹  
Fig.5 Phase trajectory of system when  $s < 0$

同理,在此种情况下,当  $s_M = 0$  时  $\beta$  取最小值,为

$$\beta_N \geq \frac{2V_{ref} - s_m}{2V_{in}}. \quad (20)$$

在 2 种情况下,令  $\beta$  取最小值,此时系统的响应最快。当系统达到稳态时,滞环的作用会变得明显,会使

系统在原点附近形成稳定的极限环,如图 6 所示。

对于同步 Buck 变换器来说,此极限环不会影响系统性能,极限环的幅值对应于变换器输出电压的纹波值。如果认为系统形成稳定极限环时,在纵轴上进行状态切换<sup>[19]</sup>,则满足

$$\begin{cases} \beta_N s_M + \Delta_{ON} = 0, \\ \beta_P s_M - \Delta_{OFF} = 0. \end{cases} \quad (21)$$

当输出电压达到稳态时,  $|s_m|$  和  $|s_M|$  对应了电压纹波相对输出电压平均值的峰值和谷值,存在  $|s_m| \ll 2V_{in}$ ,  $|s_M| \ll 2V_{in}$ , 此时  $\beta_N$  与  $\beta_P$  中的  $s_m$  和  $s_M$  项可以忽略,根据式(4)及 Buck 变换器纹波电压与开关周期的关系,可以得到

$$s_M = \frac{1}{C} \int_0^{DT/2} i_c dt = \frac{V_{in} - V_o}{8LC} \cdot D^2 \cdot T^2, \quad (22)$$

式中:  $V_o$  为变换器稳定时输出电压的平均值,等于  $V_{ref}$ ;  $T$  为开关周期;  $D$  为占空比,为  $V_o$  与  $V_{in}$  的比值。联立式(21)和式(22),求得关断滞环环宽为

$$\Delta_{OFF} = \frac{V_{in} \cdot D^2 \cdot (1 - D)^2 \cdot T^2}{8LC}, \quad (23)$$

同理,可以求得导通滞环环宽为

$$\Delta_{ON} = \frac{V_{ref} \cdot D \cdot (1 - D)^2 \cdot T^2}{8LC}, \quad (24)$$

可以发现,  $\Delta_{ON} = \Delta_{OFF}$ 。定义滞环环宽

$$\Delta = \Delta_{ON} - \Delta_{OFF}, \quad (25)$$

联立式(23)~式(25),得到同步 Buck 变换器工作于稳定状态时的开关频率

$$f_s = \frac{V_{ref}(V_{in} - V_{ref})}{2V_{in} \sqrt{LC} V_{in} \Delta}. \quad (26)$$

由式(26)可知,稳定工作状态下,引入滞环可以有效控制开关的开关频率。

### 3 仿真验证与结果分析

为验证算法的可行性和控制性能,在 Matlab/Simulink 环境下针对同步 Buck 变换器,分别搭建直接一阶滑模和二阶滑模控制器,二者均通过状态机实现。同步 Buck 变换器的参数为:  $L = 120 \mu\text{H}$ ,  $C = 260 \mu\text{F}$ , 输入电压  $V_{in} = 3.3 \sim 12 \text{ V}$ , 正常工作情况下为  $5 \text{ V}$ , 期望输出电压  $V_{ref} = 1.8 \text{ V}$ , 负载  $R = 0.09 \sim 1 \Omega$ , 正常工作负载电阻为  $0.18 \Omega$ , 开关频率  $f_s = 100 \text{ kHz}$ , 变换器工作于 CCM 模式。仿真算法选择 VariableStepDiscrete, 仿真时间为  $0.01 \text{ s}$ 。一阶滑模滑动系数按正常工作的负载电阻进行选取,取为  $c = \frac{1}{(C \times R)} = 21367$ 。

3.1 同步 Buck 变换器在二阶滑模控制下的控制特性

变换器在启动过程中,滑模变量  $s$  的初始值  $s(0) = V_{ref}$ , 此时滑模变量的初值为系统奇点的最大值  $s_M$ 。根据公式(19)计算初始的期望系数  $\beta_P$ , 得到在不同负载时变换器的输出电压、启动阶段相轨迹以及稳定状态时的相轨迹如图 7~图 9 所示,以及变换器在不同负载时的输出电压数据如表 1 所示。

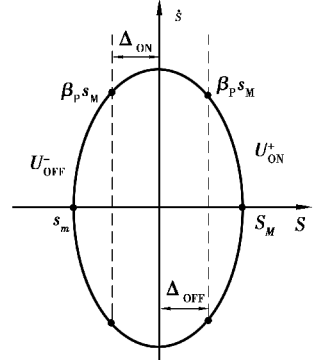


图 6 系统稳定形成极限环  
Fig.6 Stable limit cycle of system

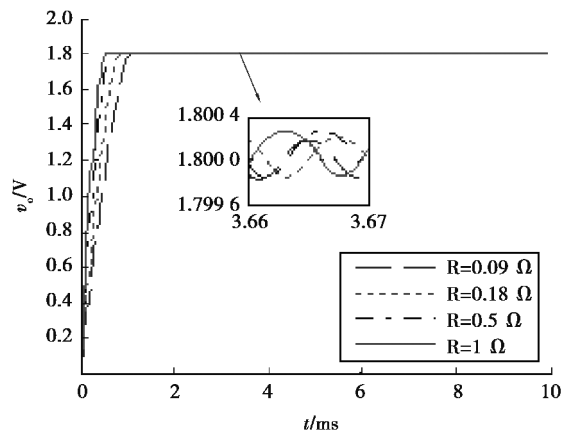


图 7 不同负载条件下变换器输出电压波形  
Fig.7 Waveform of output voltage converter under different load conditions

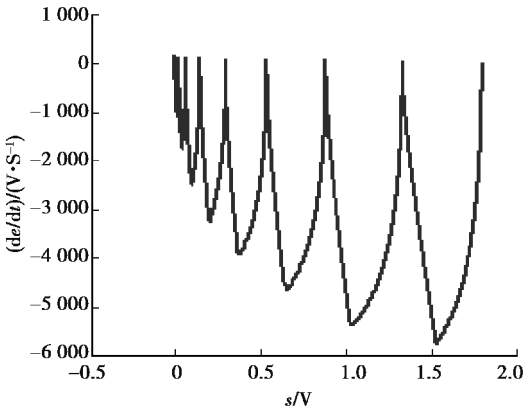


图 8 二阶滑模控制下变换器相轨迹

Fig.8 Phase trajectory of second order sliding mode control

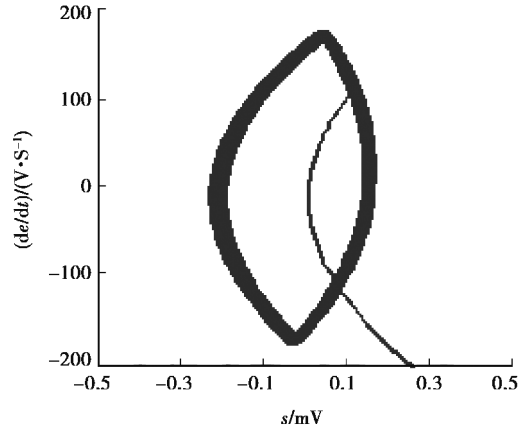


图 9 系统稳定时形成的极限环

Fig.9 Limit cycles of the system stability

表 1 不同负载时变换器输出电压

Table 1 Value of ouput valtage under different load conditions

负载/ $\Omega$	稳态电压/V	纹波电压/mV	调整时间/ms
0.09	1.800 001	0.370	1.041
0.18	1.800 028	0.401	0.708
0.50	1.800 049	0.426	0.537
1.00	1.800 055	0.434	0.452

从图 7 可以看到,根据式(19)和式(20)计算得到的期望系数可以使二阶滑模控制器在任何负载情况下对同步 Buck 变换器的控制均能保证输出电压无超调。表 1 表明,负载会影响二阶滑模同步 Buck 变换器的启动时间,负载越小(负载电阻越大),启动时间越短;在启动过程中,出现了主开关管关断的情况,这是次优算法特性引起的,虽然会延迟启动时间,但可以保证二阶滑模控制器在任何负载情况下均能做到输出无超调,若想缩短启动时间,可以在系统初始化时,手动调节初始的期望系数,以实现启动时间最短。负载越大,输出电压稳态误差越小,输出电压稳态误差近似为 0,输出电压纹波随负载变化有微小变化,负载越大,纹波电压越小。由于在前面的分析中未考虑输出电容的 ESR,开关管的导通电阻和滤波电感的 ESR,因此,仿真结果与理论分析略有不同。输出电容 ESR 的存在导致了极限环的偏移,并使开关频率低于理论值;而开关管的导通和滤波电感的 ESR 导致开关频率会随负载改变而发生变化。

### 3.2 启动特性与稳态特性测试

在负载电阻为 0.18  $\Omega$ ,输出电流为 10 A 时,对一阶滑模和二阶滑模启动特性进行比较,对二阶滑模初始期望系数进行了手动设置,得到电压波形如图 10 所示,一阶滑模与二阶滑模控制下正常工作负载工作时的测试结果如表 2 所示。



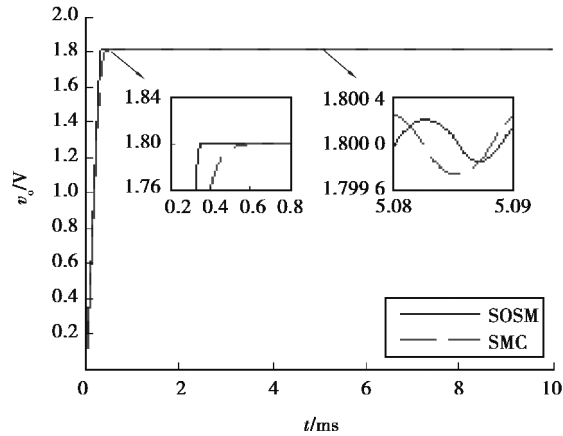


图 10 一阶滑模与二阶滑模控制变换器输出电压波形

Fig.10 Waveform of converter output voltage under first-order and second-order sliding mode control

表 2 正常工作负载时测试结果

Table.2 Test result under normal load

控制器	稳态电压/V	纹波电压/mV	调整时间/ms
一阶滑模	1.800 028	0.000 61	0.60
二阶滑模	1.800 004	0.000 40	0.35

从图 10 和表 2 可以看到,一阶滑模和二阶滑模均能实现输出电压无超调。在相同负载时,经过手动设置期望系数的二阶滑模在 0.35 ms 时达到稳态,一阶滑模则在 0.6 ms 时达到稳态,二阶滑模的动态响应比一阶滑模快,二阶滑模保留了滑模控制的快速无超调的特点;二阶滑模控制下变换器的电压稳态误差小于一阶滑模控制。由于二阶滑模控制的开关频率高于一阶滑模控制,故二阶滑模控制的纹波电压小于一阶滑模控制。

### 3.3 负载扰动测试

令负载电阻在 0.005 s 时从 0.18  $\Omega$  变化到 0.09  $\Omega$ ,输出电流从 10 A 变化到 20 A,对比一阶滑模和二阶滑模对负载扰动的鲁棒性,电压电流波形和测试结果如图 11、图 12 和表 3 所示。

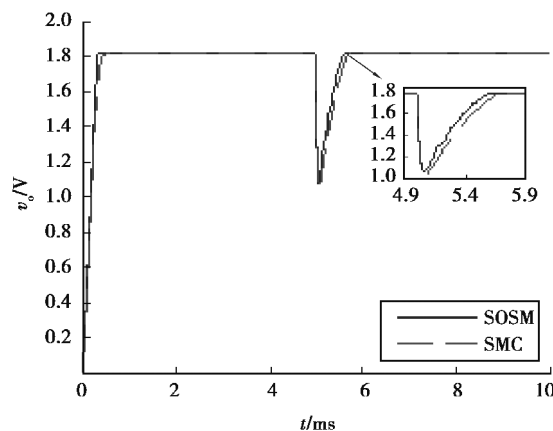


图 11 负载扰动实验输出电压波形

Fig.11 Waveform of output voltage under load disturbance experiment



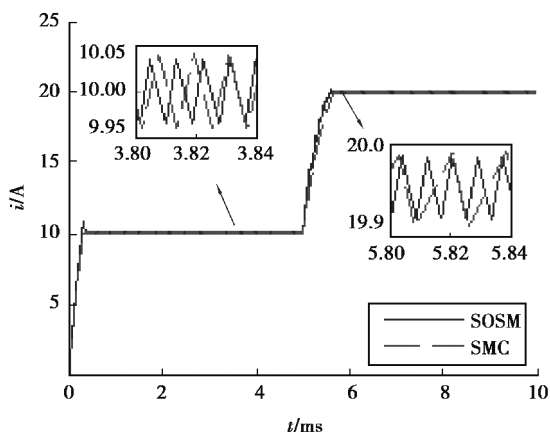


图 12 负载扰动实验电感电流波形

Fig.12 Waveform of inductor current under load disturbance experiment

表 3 负载扰动测试结果 ( $\Delta I = 10 \text{ A}$ )

Table.3 Test result under load disturbance experiment

控制器	电压跌落/V	稳态电压/V	恢复时间/ms
一阶滑模	0.763 509	1.800 239	0.7
二阶滑模	0.730 000	1.800 002	0.6

从图中可以看到,负载发生 10 A 的大扰动时,一阶滑模和二阶滑模均使输出电压迅速且无超调恢复到稳态值,表现出良好的鲁棒性。一阶滑模经过 0.7 ms 恢复到稳态值,二阶滑模经过 0.6 ms 恢复到稳态值,其调整时间和电压跌落相较一阶滑模均要小;当系统恢复至稳态时,二阶滑模控制下变换器的输出电压稳态误差小于一阶滑模控制。

### 3.4 电源扰动测试

在负载电阻为  $0.18 \Omega$ ,输出电流为 10 A 的条件下,令电源电压在 0.005 s 时从 5 V 跳变到 10 V,得到一阶滑模和二阶滑模的输出电压波形以及测试结果数据如图 13 和表 4 所示。

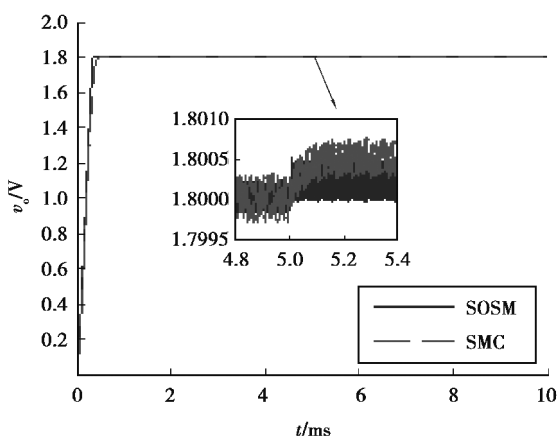


图 13 电源扰动实验输出电压波形

Fig.13 Waveform of output voltage under source disturbance experiment

表 4 电源扰动测试结果

Table 4 Test result under source disturbance experiment

控制器	电压偏移/mV	纹波电压/mV	恢复时间/ms
一阶滑模	0.50	0.002 069	0.030
二阶滑模	0.25	0.000 677	0.006

从图 13 和表 4 中可以看到,当电源电压发生 5 V 跳变时,一阶滑模和二阶滑模的输出均有微小偏移。一阶滑模稳态值偏移 0.5 mV,二阶滑模偏移 0.25 mV,都可以近似忽略,二阶滑模控制时,变换器纹波电压小于一阶滑模控制;二阶滑模控制时,系统经过 0.006 ms 到达新的稳态,而一阶滑模控制经过 0.03 ms 达到稳态,一阶滑模和二阶滑模均表现出了对电源扰动良好的鲁棒性,但二阶滑模控制的鲁棒性要优于一阶滑模控制。

### 3.5 参考电压扰动测试

假设在负载电阻为 0.18  $\Omega$  条件下,参考电压在 0.005 s 时从 1.8 V 减小到 1.2 V,得到一阶滑模和二阶滑模的输出电压波形以及扰动测试结果数据如图 14 和表 5 所示。

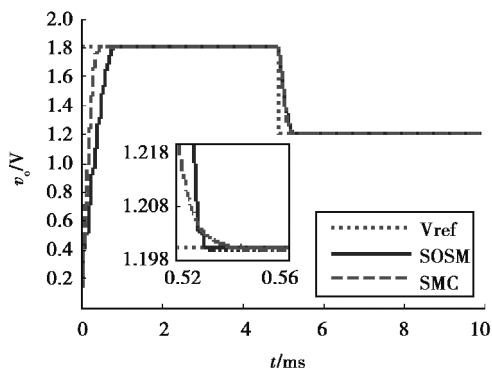


图 14 参考电压扰动实验输出电压波形

Fig.14 Waveform of output voltage under voltage reference disturbance experiment

表 5 参考电压扰动测试结果

Table.5 Test result under voltage reference disturbance experiment

控制器	稳态电压/V	纹波电压/mV	调整时间/ms
一阶滑模	1.200 102	0.654	0.45
二阶滑模	1.200 052	0.485	0.30

从图 14 和表 5 可以看到,参考电压从 1.8 V 突变到 1.5 V 时,二阶滑模控制的调整时间为 0.30 ms,一阶滑模控制的调整时间为 0.45 ms,二阶滑模控制相比于一阶滑模控制表现出更快的动态响应;同时二阶滑模控制下的变换器输出电压稳态误差与纹波电压均小于一阶滑模控制。

## 4 结 论

针对同步 Buck 变换器设计了基于改进次优算法的二阶滑模控制器。与一阶滑模控制需要同时测量输出电压和电容电流相比,设计的二阶滑模控制器只需测量输出电压即可实现对变换器的控制,不需要使用电

流互感器。采用滞环改进的次优算法在输出达到稳态时,根据 Buck 变换器的工作特性计算了滞环环宽,可有效限制开关频率。通过仿真,在启动性能、负载扰动和电源扰动的情况下与一阶滑模进行对比,证明了设计的二阶滑模控制器保留了传统滑模控制器的鲁棒性,并且在抵抗扰动方面和控制精度方面表现出优于一阶滑模的特点,但其启动性能受负载影响较大。

### 参考文献:

- [1] Sreedhar J, Basavaraju D B. Design and Analysis of Synchronous Buckconverter for UPS Application[C]// 2016 2nd International Conference on Advances in Electrical, Electronics, Information, Communication and Bio-Informatics (AEEICB). California, USA; IEEE, 2016: 573-579.
- [2] Yuan R, Singh S P, Kazama T. A practical switching time model for synchronous buck converters[C]// 2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). California, USA; IEEE, 2016: 1585-1590.
- [3] 陈亚爱, 李卫海, 周京华. 同步 Buck 变换器的控制技术综述[J]. 电气应用, 2010, 29(8): 32-36.  
CHEN Yaai, LI Weihai, ZHOU Jinghua. Overview of control technology for synchronous Buck converter [J]. Electrotechnical Application, 2010, 29(8): 32-36. (in Chinese).
- [4] Wang J Min, Wu S T. Sensorless control scheme for synchronous buck converter[J]. IET Circuits, Devices & Systems, 2016, 10(3): 181-191.
- [5] Larrea I, Seshagiri S. Voltage Mode SMC of DC-DC Buck Converters[C]// 2016 IEEE 25th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE). California; IEEE, USA, 2016: 534-539.
- [6] 乐江源, 谢运祥, 洪庆祖, 等. Boost 变换器精确反馈线性化滑模变结构控制[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(30): 16-23.  
LE Jiangyuan, XIE Yunxiang, HONG Qingzu, et al. Sliding mode control of boost converter based on exact feedback linearization [J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(30): 16-23. (in Chinese).
- [7] 刘卓然, 许海平, 张祖之, 等. Buck 类 DC/DC 变换器状态反馈精确线性化恒流控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2012, 37(2): 628-634.  
LIU Zhuoran, XU Haiping, ZHANG Zuzhi, et al. A novel scheme of constant current control strategy based on state feedback linearization for buck-derived DC/DC converter [J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 37(2): 628-634. (in Chinese).
- [8] 周国华, 许建平. 开关变换器调制与控制技术综述[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(6): 815-831.  
ZHOU Guohua, XU Jianping. A review of modulation and control techniques for switching converters [J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(6): 815-831. (in Chinese).
- [9] 刘文军, 周龙, 唐西胜, 等. 基于改进型滑模观测器的飞轮储能系统控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(1): 71-78.  
LIU Wenjun, ZHOU Long, TANG Xisheng, et al. Research on FESS Control Based on the Improved Sliding-mode Observer [J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(1): 71-78. (in Chinese).
- [10] Alberto C, Beniamino G. Sliding mode control for DC/DC converters [C]// 51st IEEE Conference on Decision and Control. Hawaii, USA; IEEE, 2012: 7088-7094.
- [11] 倪雨, 许建平, 于海坤, 等. 控制受限滑模控制 Buck 变换器设计[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(18): 26-32.  
NI Yu, XU Jianping, YU Haikun, et al. Design of sliding mode control buck converter with bounded input [J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(18): 26-32. (in Chinese).
- [12] 倪雨, 许建平, 王金平, 等. 滞环调制全局滑模控制 Buck 变换器设计[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(21): 1-6.  
NI Yu, XU Jianping, WANG Jinping, et al. Design of Global Sliding Mode Control Buck Converter With Hysteresis Modulation [J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(21): 1-6. (in Chinese).
- [13] 李雪冰, 马莉, 丁世宏. 一类新的二阶滑模控制方法及其在倒立摆控制中的应用[J]. 自动化学报, 2015, 41(1): 193-202.  
LI Xuebing, MA Li, DING Shihong. A new second-order sliding mode control and its application to inverted pendulum [J]. Acta Automatica Sinica, 2015, 41(1): 193-202. (in Chinese).
- [14] 孙宜标, 杨雪, 夏加宽. 采用鲁棒微分器的永磁直线同步电机二阶滑模控制[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(33): 6-10.  
SUN Yibiao, YANG Xue, XIA Jiakuan. Second order sliding mode control for PMLSM using robust differentiator [J].

- Proceedings of the CSEE, 2007, 27(33):6-10. (in Chinese).
- [15] 潘月斗,陈泽平,郭映维.感应电机二阶滑模次优算法定子磁链观测器设计[J].控制理论与应用,2015,32(5):641-645.  
PAN Yuedou, CHEN Zeping, GUO Yingwei. Design of second order sliding-mode sub-optimal algorithm stator flux observer for induction motor[J]. Control Theory and Applications, 2015, 32(5): 641-645. (in Chinese).
- [16] 吴宇,皇甫宜耿,张琳,等.大扰动 Buck-Boost 变换器的鲁棒高阶滑模控制[J].中国电机工程学报,2015,35(7):1740-1748.  
WU Yu, HUANGFU Yigeng, ZHANG Lin, et al. A robust high order sliding mode for buck-boost converters with large disturbances[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(7): 1740-1748. (in Chinese).
- [17] 皇甫宜耿,卓生荣,王小飞,等.一种基于 STD 的 Buck 变换器滑模控制[J].西北工业大学学报,2016,34(4):663-668.  
HUANGFU Yigeng, ZHUO Shengrong, WANG Xiaofei, et al. A STD based sliding mode control design for DC-DC buck converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 34(4): 663-668. (in Chinese).
- [18] Leyva R, Maksimovic D, Ling R. Second-order sliding-mode controller for higher-order DC-DC converters[C]// 2014 IEEE 15th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL). California, USA: IEEE, 2014: 1-7.
- [19] Ling R, Maksimovic D, Leyva R. Second-Order Sliding-Mode Controlled Synchronous Buck DC-DC Converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 31(3):2539-2549.
- [20] 王江,曾启明.非线性奇异摄动系统的二阶滑模控制[J].天津大学学报,2004,37(6):520-526.  
WANG Jiang, TSANG Kaiming. Second order sliding mode control in nonlinear singular perturbation system[J]. Journal of Tianjin University, 2004, 37(6):520-526 (in Chinese).
- [21] Defoort, Michael, Thierry, et al. A novel higher order sliding mode control scheme[J]. Systems & Control Letters, 2009, 58(2):102-108.
- [22] Bartolini G, Pisano A, Punta E, et al. A survey of applications of second-order sliding mode control to mechanical systems[J]. International Journal of Control, 2003, 76(9-10):875-892.
- [23] Bartolini G, Pisano A, Usai E. An improved second-order sliding-mode control scheme robust against the measurement noise[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2004, 49(10):1731-1737.

(编辑 詹燕平)