

DOI: 10.13234/j.issn.2095-2805.2017.5.108

中图分类号: TM46

文献标志码: A

一种宽工作范围 Boost 电路的滑模变结构控制策略研究

肖 阔¹, 段善旭¹, 程 华², 陈昌松¹, 万文超¹

(1. 华中科技大学电气与电子工程学院, 强电磁工程与新技术国家重点实验室, 武汉 430074;
2. 中国舰船研究设计中心, 武汉 430064)

摘要: 由于 Boost 变换器自身非线性以及非最小相位的结构特点, 传统 PI 控制器能够保证 Boost 变换器在所设计的额定工作点附近稳定工作, 并取得良好的动态和稳态性能。当 Boost 变换器的工作状态与额定点发生较大偏差时, 其稳定性就无法保证。因此针对 Boost 变换器在偏离额定工作状态下的稳定性以及动态性能不足的问题, 提出了一种滑模变结构控制与 PI 控制器相结合的控制策略。内环为采用电感电流为反馈量的滑模控制器, 外环采用以输出电容电压为反馈量的 PI 控制器, 并在滑模控制器中引入指数趋近律改善性能, 提高了 Boost 变换器在宽范围工作下的稳定性和动态性能。基于 Boost 变换器模型, 针对所提出的控制策略进行控制器参数设计, 最后通过仿真与实验验证了控制策略的可行性与有效性。

关键词: Boost 变换器; 滑模变结构控制; 指数趋近律; 宽范围

Sliding Mode Variable Structure Control Strategy of Boost Converter with Wide Working Range

XIAO Kuo¹, DUAN ShanXu¹, CHENG Hua², CHEN Changsong¹, WAN Wenchao¹

(1. State Key Laboratory of Advanced Electromagnetic Engineering and Technology, School of Electrical and Electronic Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China;
2. China Ship Development and Design Center, Wuhan 430064, China)

Abstract: Due to the non-linearity and non-minimum phase structure of the Boost converter, the traditional PI controller ensures that the Boost converter is stable near the rated operating point and achieves good dynamic and steady-state performance. When working state has a large deviation from rated operating point, its stability can not be guaranteed. Aiming at the stability and dynamic performance of the Boost converter, a control strategy combining sliding mode variable structure control with PI controller is proposed in this paper. The inner loop is the inductor current feedback sliding mode controller while the outer loop adopts PI controller with output capacitor voltage as feedback. Exponential approach law is introduced into the sliding mode controller to improve its performance. The stability and dynamic performance of Boost converter under wide range of operation are improved. Based on the model of Boost converter, the controller parameters are designed for the proposed control strategy. Finally, the feasibility and validity of the control strategy are verified by simulation and experiment.

Keywords: Boost converter; sliding mode variable structure control; exponential approach law; wide range

对于 Boost 变换器而言, 由于自身非线性的特点

以及非最小相位的结构特点, 其控制器的设计更加困难^[1,2]。尽管传统的线性控制器, 如 PI 控制器^[3,4], 能够保证 Boost 变换器在所设计的额定工作点附近稳定工作, 并取得良好的动态和稳态性能, 一旦 Boost 变换器偏离了其稳态工作点, 其稳定性就无法保证, 虽然也有学者提出自适应方法保证 Boost 变换

收稿日期: 2017-05-30; 修回日期: 2017-08-19

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51477067); 光宝电力电子技术科研基金资助项目(PRC20161047)

Project Supported by National Natural Science Foundation of China(51477067); Lite-On Power Electronics Technology Research Fund(PRC20161047)

器偏离额定工作状态下的性能,但其设计方法一般都比较复杂^[2,3,5-7]。因此,许多非线性控制策略得到了广泛关注,如滑模变结构控制^[8-14]、单周控制^[15,16]、自适应控制^[17]、模糊控制^[4,18]、神经网络算法^[19]等^[20]。

由于滑模变结构控制对电路参数以及外部干扰良好的鲁棒性使其在应对大信号扰动和宽工作范围时的表现更加突出。滑模控制通过对控制结构的高频切换,使得系统的状态轨迹进入设计的滑动模态,并最终到达平衡点,此滑动模态与电路参数以及外界干扰无关,因此滑模控制具有高度不变性。然而在实际应用过程中,由于电力电子开关变换器开关频率的限制,一般采用滞环调制 HM (hysteresis-modulation) 的方式限制开关频率,使得系统的状态轨迹在滑模面附近来回穿插,变换器的开关频率不固定,并且会存在抖振问题。文献[21]中将滑模控制与脉宽调制方式相结合,指出滑模控制下的等效控制律与 PWM 控制方式下的占空比等效,在文献[22]中被证明,并得到了广泛应用^[23,24]。

在滑模变结构控制下,系统的动态性能取决于其滑模面,因此,滑模面的设计成为了滑模变结构控制器设计的关键问题,从线性滑模面到非线性滑模面,均得到了国内外学者的广泛关注和研究。线性滑模面在滑模控制中的不足主要表现在:系统无法在有限的时间内收敛至平衡点。为改善滑模控制的性能,国内外学者先后提出了分段线性滑模^[25]、终端滑模^[2,26-28]、全局滑模^[29,30]等众多非线性滑模面,大大改善了滑模控制的动态性能。在滑模面的设计中,趋近律概念的提出使得滑模控制中的趋近过程更加直观,对滑模面的设计起到了积极的作用^[31]。另一方面,为避免一阶滑模面中的抖振问题,有学者提出了高阶滑模控制方法^[32,33],同时,滑模控制与其他控制策略相结合的新的控制方法也得到了长足的发展^[34-36]。

本文首先通过状态平均法对 Boost 变换器进行建模,得到状态空间模型;然后引入滑模变结构控制策略,并对电压外环和电流内环的控制器参数进行设计;最后通过仿真与实验验证了控制策略的可行性与有效性。

1 Boost 电路数学模型

仅考虑 Boost 电路电感电流连续工作模式下,并假设电路中所有元器件均为理想元器件,其中, L 为输入电感, C 为输出电容, R 为负载, D 为续流二极管。建立其状态空间模型,取电感电流 $i_L(t)$ 和电容电压 $v_c(t)$ 为状态变量,即 $\mathbf{x}=[i_L(t) \ v_c(t)]$, $\dot{\mathbf{x}}$ 为状态变量的一阶微分, $v_c(t)$ 作为输出变量,即 $y=v_c(t)$ 。

当开关管 T 开通,二极管 D 关断时,根据基本的 KVL 和 KCL 定理,得到相应的状态方程为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}=\mathbf{A}_1\mathbf{x}+\mathbf{B}_1v_{in} \\ y=\mathbf{C}_1^T\mathbf{x} \end{cases} \quad (1)$$

式中: \mathbf{A}_1 为系统矩阵, $\mathbf{A}_1=\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}$; \mathbf{B}_1 为输入矩

阵, $\mathbf{B}_1=\begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}$; \mathbf{C}_1^T 为输出矩阵, $\mathbf{C}_1^T=[0 \ 1]$ 。

当开关管 T 关断、二极管 D 导通时,根据基本的 KVL 和 KCL 定理,得到相应的状态方程为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}=\mathbf{A}_2\mathbf{x}+\mathbf{B}_2v_{in} \\ y=\mathbf{C}_2^T\mathbf{x} \end{cases} \quad (2)$$

式中: \mathbf{A}_2 为系统矩阵, $\mathbf{A}_2=\begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}$; \mathbf{B}_2 为输入矩

阵, $\mathbf{B}_2=\begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}$; \mathbf{C}_2^T 为输出矩阵, $\mathbf{C}_2^T=[0 \ 1]$ 。

应用状态空间平均法,对以上两个不同开关装填下的状态方程通过占空比 d 加权平均,可得

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}=\mathbf{A}\mathbf{x}+\mathbf{B}v_{in} \\ y=\mathbf{C}^T\mathbf{x} \end{cases} \quad (3)$$

其中:

$$\mathbf{A}=d\mathbf{A}_1+(1-d)\mathbf{A}_2=\begin{bmatrix} 0 & -\frac{1-d}{L} \\ \frac{1-d}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\mathbf{B} = d\mathbf{B}_1 + (1-d)\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\mathbf{C}^T = d\mathbf{C}_1^T + (1-d)\mathbf{C}_2^T = [0 \quad 1] \quad (6)$$

以占空比 d 作为控制变量 u , 可以得到连续工作模式下 Boost 变换器的状态空间模型: 当开关管导通时, $u=1$; 当开关管断开时, $u=0$ 。将式(4)~式(6)代入式(3), 得

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} \frac{v_{in}}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

2 滑模变结构控制策略设计

根据滑动模态的存在性、可达性以及稳定性的条件, 其设计主要有两方面: 一是滑模面 $s(\mathbf{x})$ 的设计, 滑模面的选择必须确保系统能在有限的时间内进入滑动模态, 并直接决定了系统的稳定性和动态性能; 二就是控制律的设计, 确保系统状态轨迹能够在有限时间内到达滑模面。但在 Boost 电路中, 开关器件只存在导通和关断两种状态, 即控制量 u 的取值仅为 $\{0, 1\}$, 限制了控制律的设计, 因此 Boost 变换器的滑模变结构的设计主要集中在滑模面 $s(\mathbf{x})$ 的设计, 保证系统的稳定性并具有良好的动态和稳态性能。

传统的滑模变结构控制常选取系统状态变量的线性组合作为滑模面, 即线性滑模面, 在这种滑模面的控制下, 系统的状态轨迹是以指数形式向滑模面渐进收敛, 也就是说, 系统的状态误差无法在有限的时间内收敛至 0。为了加快系统状态轨迹趋近滑模面的速度, 保证滑动模态能够在有限时间内到达, 可以在滑模面的设计中引入趋近律。

当 Boost 变换器作为电压型电源输出, 其输出电压为最终控制目标。但当 Boost 变换器以输出电压作为直接控制对象时, 系统为非最小相位系统, 变换器闭环切换系统的电感电流不稳定^[7]。因此, 可采用 Boost 电感电流作为直接控制对象, 其指令

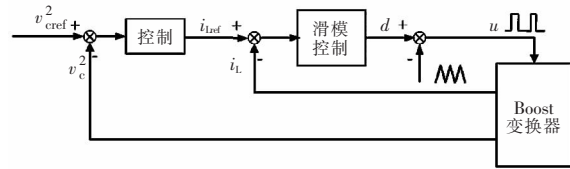


图 1 Boost 变换器系统控制框图

Fig.1 Control system block diagram of boost converter

值则由输出电压的误差量经过 PI 调节器给定。

系统控制框图如图 1 所示, 其中, 电压外环采用 PI 控制, 反馈信号为输出电容电压; 外环输出信号为电流内环参考值, 反馈信号为电感电流, 电流环输出即为占空比信号, 最后与三角载波比较得到 Boost 变换器开关信号。

2.1 内环电流环设计

选取电感电流误差量 x_{e1}, x_{e2} 作为状态变量, 并将状态方程化为可控标准型

$$\begin{cases} \dot{x}_{e1} = i_{Lref} - i_L \\ \dot{x}_{e2} = \dot{x}_{e1} \end{cases} \quad (8)$$

代入式(7)可得系统误差状态方程的可控标准型, 即

$$\begin{cases} \dot{x}_{e1} = x_{e2} \\ \dot{x}_{e2} = \frac{i_{Lref} - x_{e1}}{LC} \bar{u} - \frac{v_{in} + Lx_{e2}}{LCR} \bar{u} - \frac{\dot{v}_{in}}{L} \end{cases} \quad (9)$$

式中, $\bar{u} = 1 - u$ 。

选取式(9)中状态变量 x_{e1}, x_{e2} 的线性组合作为滑模面的切换函数为

$$s = \alpha x_{e1} \quad \alpha > 0 \quad (10)$$

式中: s 为滑模面切换函数; α 为大于 0 的系数。

对于 Boost 变换器, 其满足滑模面可达性的控制律选择为

$$u = \frac{1 + \text{sgn}(s)}{2} = \begin{cases} 1 & s > 0 \\ 0 & s < 0 \end{cases} \quad (11)$$

为了满足滑模面的存在性和可达性, 滑模面的设计还必须满足 $s\dot{s} < 0$ 。具体分为以下两种情形:

(1) 当 $s > 0$ 时, $u = 1$, 则

$$\dot{s} = -\alpha \frac{v_{in} - v_c}{L} < 0 \quad (12)$$

(2) 当 $s < 0$ 时, $u = 0$, 则

$$\dot{s} = \alpha \frac{v_c - v_{in}}{L} > 0 \quad (13)$$

根据式(12)、式(13),滑模面的存在性条件为 Boost 变换器的输出电容电压 v_c 必须高于其输入电压 v_{in} ,即 $v_c > v_{in}$,这也正是 Boost 变换器的升压特性。

系统在式(10)、式(11)的作用下运动,在切换面 $s=0$ 上产生滑动模态,

$$\dot{s} = \frac{\alpha v_c}{L} (1 - u_{eq}) - \frac{\alpha v_{in}}{L} = 0 \quad (14)$$

此时系统的等效控制量 u_{eq} 为

$$u_{eq} = 1 - \frac{v_{in}}{v_c} \quad (15)$$

当系统的状态轨迹在滑模面上运动时,此时系统的电感电流 i_L 和输出电容电压 v_c 的动态特性为

$$\begin{cases} i_L = i_{Lref} \\ \frac{dv_c}{dt} = \frac{v_{in} i_{Lref}}{v_c C} - \frac{v_c}{RC} \end{cases} \quad (16)$$

最终得到状态变量在滑模面上的时变表达式为

$$\begin{cases} i_L = i_{Lref} \\ v_c = \sqrt{v_{in} i_{Lref} R + ce} - \frac{2t}{RC} \end{cases} \quad (17)$$

式中, c 为任意常量,其大小取决于系统的初始状态。从式(17)可以看出,输出电容电压渐进稳定,最终收敛于 $\sqrt{v_{in} i_{Lref} R}$,到达平衡点。

然而在实际过程中,由于系统的开关频率有限、系统延时以及系统状态轨迹趋近滑模面的惯性影响,滑模运动并非只在 $s=0$,而是在其临近区域内切换,此时假设系统的实际控制量为

$$\bar{u} = u_{eq} + \Delta u \quad (18)$$

将 \bar{u} 替代式(14)中的 u_{eq} ,得

$$\dot{s} = \frac{\alpha v_c}{L} [1 - (u_{eq} + \Delta u)] - \frac{\alpha v_{in}}{L} = -\frac{\alpha v_c}{L} \Delta u \quad (19)$$

式(19)表明,当 $\Delta u \neq 0$ 时, $\dot{s} \neq 0$,即系统的状态轨迹并非在滑模面上,可以通过引入趋近律以改善系统的动态品质,这里我们选择指数趋近律

$$\dot{s} = -k_1 \text{sgn}(s) - k_2 s \quad k_1, k_2 > 0 \quad (20)$$

在等速趋近律的基础上引入线性项,通过 k_1 、 k_2 的合理设计既能使得状态轨迹距滑模面较远时具有较大的趋近速度,同时保证在滑模面附近保持一个较小的且非零的趋近速度,兼顾了系统的调节速度和抖振问题。

将式(19)代入到式(20)中,有

$$\Delta u = \frac{[k_1 \text{sgn}(s) + k_2 s] L}{\alpha v_c} \quad (21)$$

因此,Boost 变换器的实际控制量为

$$\bar{u} = u_{eq} + \Delta u = 1 - \frac{\alpha v_{in} - [k_1 \text{sgn}(s) + k_2 s] L}{\alpha v_c} \quad (22)$$

对应于实际控制电路中,控制量 \bar{u} 相当于 Boost 电路 PWM 控制策略中的占空比 d 。 Δu 作为实际控制量的补偿,不仅可以改善滑动模态的品质,同时能够加快系统状态轨迹趋近滑模面的速度,减小因电路参数差异、外界扰动带来的误差。

2.2 外环电压环设计

Boost 变换器的最终控制目标为输出电压,因此需要设计一个电容电压外环控制器,保证 Boost 变换器输出一个恒定的直流电压。对式(16)中输出电压的微分方程进行拉氏变换可以得到系统处于滑动模态,输出电容电压平方量与电感电流指令值呈线性关系,且传递函数为

$$G_s = \frac{v_c^2}{i_{Lref}} = \frac{R v_{in}}{sRC + 1} \quad (23)$$

因此,外环控制器采用电容电压的平方量作为反馈量,以 PI 调节器作为控制算法,输出为内环电感电流指令值,即

$$i_{Lref} = \frac{k_p s + k_i}{s} (v_{cref}^2 - v_c^2) \quad (24)$$

式中, k_p 和 k_i 分别为 PI 调节器的比例系数和积分系数。

假设系统状态轨迹到达滑模面的时间足够小,且远小于电压外环的调节时间,则可以认为,在电压调节过程中,系统一直处于滑动模态,即系统的外环控制框图如图 2 所示。

系统输出电压外环的传递函数为

$$G(s) = \frac{v_c^2}{v_{cref}^2} = \frac{Rk_p v_{in} s + Rk_i v_{in}}{RCs^2 + (1 + Rk_p v_{in})s + Rk_i v_{in}} \quad (25)$$

从式(25)可以看出,当 Boost 变换器处于所设计的电流滑模面时,系统以输出电压的平方量作为反馈量时为二阶系统,在电容电压大于 0 的条件下,电容电压的平方和电容电压具有一一对应的关系,当 Boost 电容电压的平方量稳定时,其输出电压

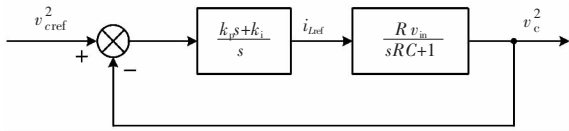


图 2 电压外环控制框图

Fig.2 Control block diagram of outer voltage loop

同样稳定,因此可以采用闭环极点配置法,将系统的闭环极点配置在期望位置上,从而获得期望的控制性能。则 $G(s)$ 的特征方程为

$$D(s) = RCs^2 + (1 + Rk_p v_{in})s + Rk_i v_{in} \quad (26)$$

令二阶控制系统的闭环主导双极点为: $s_{1,2} = -\xi\omega_n \pm$

$j\omega_n\sqrt{1-\xi^2}$, 则系统的期望特征方程为

$$D_E(s) = (s-s_1)(s-s_2) = s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2 \quad (27)$$

式中, ω_n 为自然角频率。

比较式(26)、式(27)可得

$$\begin{cases} 1 + Rk_p v_{in} = 2\xi\omega_n RC \\ Rk_i v_{in} = \omega_n^2 RC \end{cases} \quad (28)$$

求解得到

$$\begin{cases} k_p = \frac{2\xi\omega_n RC - 1}{Rv_{in}} \\ k_i = \frac{\omega_n^2 C}{v_{in}} \end{cases} \quad (29)$$

式中, ξ 为阻尼比。

选取适当的自然角频率 ω_n 与阻尼比 ξ , 即可解得电压外环的 PI 调节器参数, 而系统输出电压平方量的时域性能指标表示如下:

调节时间为

$$T_{20\%} = \frac{4}{\xi\omega_n} \quad (30)$$

百分超调量为

$$PO = 100e^{-\xi\pi/\sqrt{1-\xi^2}} \quad (31)$$

而 Boost 变换器输出电压的时域性能指标与输出电压平方量的性能指标存在的关系为

$$\begin{cases} T_{v_c, x\%} = T_{v_c^2, (1+x\%)^2 - 1} \\ (1 + PO_{v_c\%})^2 = 1 + PO_{v_c^2\%} \end{cases} \quad (32)$$

式中, $x\%$ 为调节时间的稳定范围。

因此, 可以根据电压外环所期望的时域性能指标选取闭环系统的 ω_n 与 ξ , 从而设计出电容电压外

环调节器的参数, 以达到所期望的动态响应性能。

3 仿真与实验验证

为了验证以上控制策略的有效性和可行性, 在 Matlab/Simulink 中搭建 Boost 变换器的仿真模型。Boost 变换器电路参数如表 1 所示。

表 1 Boost 变换器电路参数

Tab.1 Circuit parameters of boost converter

电路参数	输入电压 v_{in}/V	额定输出电压 v_c/V	电感 L/mH	电容 $C/\mu F$
值	DC 200 ~ 400	DC600	1	10 000

根据上述分析, 设计了以电感电流为反馈量的滑模变结构控制内环, 及以电容电压平方量为反馈量的 PI 外环控制器。各控制参数设计值如表 2 所示。

表 2 Boost 变换器控制参数

Tab.2 Control parameters of boost converter

控制参数	α	k_1	k_2	k_p	k_i	f_s/kHz
数值	1	10^4	2 000	0.02	10	12

在本文提出的滑模变结构控制和传统 PI 控制下, Boost 变换器在负载 R 突加、突减以及输入电压突变过程中, 输出电压 v_c 和电感电流 i_L 的变化波形如图 3 和图 4 所示。

在 $t=0.01\sim 0.06$ s 期间, 输入电压 $v_{in}=400$ V; 在

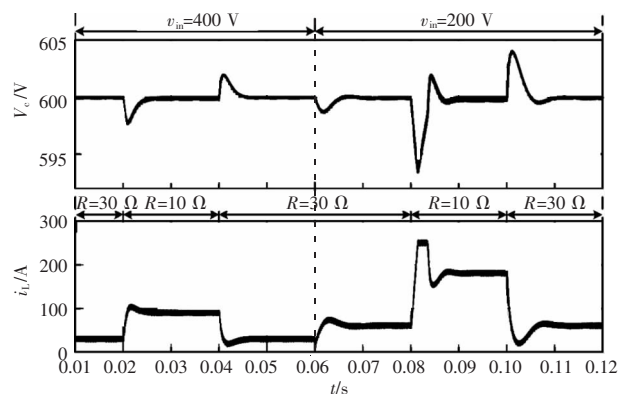


图 3 滑模变结构控制下输出电压和电感电流波形

Fig.3 Waveforms of output voltage and inductor current with sliding mode variable structure control

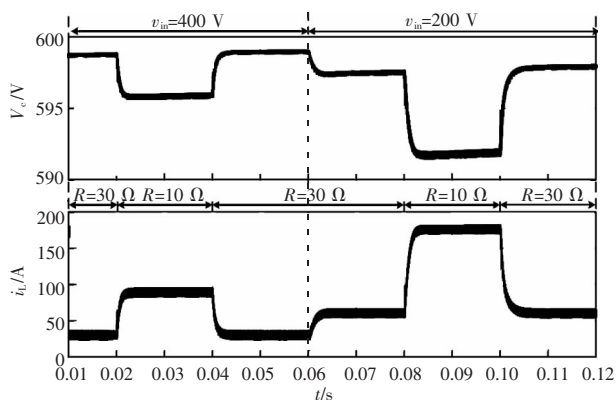
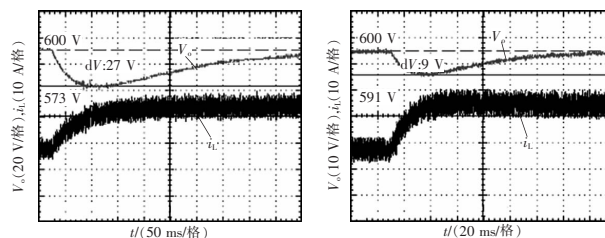


图 4 传统 PI 控制下输出电压和电感电流波形

Fig.4 Waveforms of output voltage and inductor current with traditional PI control

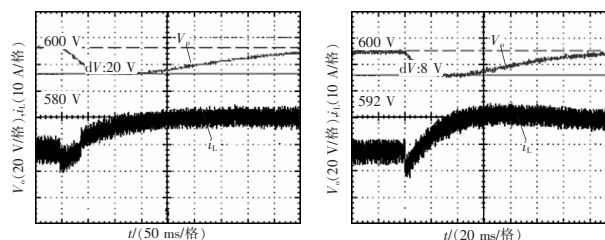
$t=0.06\sim 0.12$ s 期间, $v_{in}=200$ V。在 $t=0.02$ s 时刻, 负载 R 由 $30\ \Omega$ 切换为 $10\ \Omega$, 在 $t=0.04$ s 时, 负载 R 切回 $30\ \Omega$; 在 $t=0.08$ s 时刻, 负载 R 由 $30\ \Omega$ 再度切换为 $10\ \Omega$; 在 $t=0.10$ s 时, 负载 R 重新切回 $30\ \Omega$ 。从仿真波形来看, 当采用本文所提出的控制策略时, 无论是在负载突加、突减, 还是在输入电压剧烈跳变过程中, 输出电压 v_c 波动的范围基本保持在 1% 以内, 并且能迅速 (10 ms 以内) 地稳定在额定电压值; 而采用传统 PI 控制策略时, Boost 变换器的输出电压均会存在一定的稳态误差, 且负载越重, 输入电压越低, 稳态误差越大。仿真结果表明所设计的控制器鲁棒性强, 动态特性优良, 并且在负载剧烈变化的情况下, 变换器在保证良好的动态响应特性同时, 电感电流 i_L 被限制在饱和值以内, 保证了变换器的安全可靠运行。

图 5 所示分别为 Boost 变换器在传统 PI 控制和本文的滑模变结构控制下的实验波形。图 5(a)、(b) 为 Boost 变换器在突加负载时, 两种控制策略下的输出电压和输入电流波形: 此时, 变换器输入电压为 350 V, 负载电阻由 $63\ \Omega$ 变为 $31.5\ \Omega$; 图 5(c)、(d) 为 Boost 变换器在输入电压突变时, 两种控制策略下的输出电压和电感电流波形: 此时, 负载电阻为 $63\ \Omega$, 输入电压转为蓄电池供电, 由 350 V 变为 205 V。实验结果表明, 在输入电压和负载突变时, 采用本文所提出的控制策略能够极大地改善 Boost 变换器的动态性能, 减小输出电压波动范围,



(a) 传统 PI 控制下突加负载

(b) 滑模控制下突加负载



(c) 传统 PI 控制下输入电压突变

(d) 滑模控制下输入电压突变

图 5 不同工况下输出电压和电感电流波形

Fig.5 Waveforms of output voltage and inductor current with different working conditions

缩短调节时间。

4 结语

本文首先建立了 Boost 电路的状态空间模型; 然后根据 Boost 电路的非最小相位特性设计了以电感电流为反馈量的滑模变结构控制, 并引入指数趋近律改善其动态性能; 随后, 得出在滑动模式下输出电压平方量与电感电流指令值呈线性关系, 并推导出其传递函数, 在此基础上设计了以电容电压平方量作为反馈的外环 PI 控制器; 最后通过仿真和实验验证了其可行性和有效性。

参考文献:

[1] 万晓风, 谌新, 余运俊. 基于滑模变结构控制的级联式双向 DC/DC 变换器[J]. 电源学报, 2014, 12(5): 97-104.
Wan Xiaofeng, Chen Xin, Yu, Yunjun. Cascading bidirectional DC/DC converter based on sliding mode variable structure control[J]. Journal of Power Supply, 2014, 12(5): 97-104(in Chinese)

[2] Yazici I, Yaylaci E K. Fast and robust voltage control of DC-DC boost converter by using fast terminal sliding mode

- controller[J]. IET Power Electron, 2016, 9(1): 120-125.
- [3] Son Y I, Kim I H. Complementary PID controller to passivity-based nonlinear control of boost converters with inductor resistance[J]. Control Systems Technology IEEE Transactions on, 2012, 20(3): 826-834.
- [4] Guo Liping, Hung J Y, Nelms R M. Comparative evaluation of sliding mode fuzzy controller and PID controller for a boost converter[J]. Electric Power Systems Research, 2011, 81(1): 99-106.
- [5] Corradini L, Mattavelli P, Stefanutti W, et al. Simplified model reference-based autotuning for digitally controlled SMPS[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(4): 1956-1963.
- [6] Morroni J, Corradini L, Zane R, et al. Adaptive tuning of switched-mode power supplies operating in discontinuous and continuous conduction modes[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(11): 2603-2611.
- [7] Shirazi M, Zane R, Maksimovic D. An autotuning digital controller for DC-DC power converters based on online frequency-response measurement[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(11): 2578-2588.
- [8] Sira-Ramirez H. Sliding motions in bilinear switched networks[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 1987, 34(8): 919-933.
- [9] 伍言真. DC-DC 开关变换器建模分析及其变结构控制方法的研究[D]. 广州:华南理工大学, 1998.
Wu Yanzhen. Modeling analysis of DC-DC switching converters and study of variable structure control methods[D]. Guangzhou:South China University of Technology, 1998(in Chinese).
- [10]张涛. 电力电子变换器中滑模变结构控制技术研究[D]. 杭州:浙江大学, 2006.
Zhang Tao. Research on sliding mode variable structure control in power electronic converters[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2006(in Chinese).
- [11]Siew-Chong T, Lai Y M, Tse C K. Implementation of pulse-width-modulation based sliding mode controller for boost converters[J]. IEEE Power Electronics Letters, 2005, 3(4): 130-135.
- [12]Siew-Chong T, Lai Y M, Tse C K. A unified approach to the design of PWM-based sliding-mode voltage controllers for basic DC-DC converters in continuous conduction mode[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2006, 53(8): 1816-1827.
- [13]Tan S C, Lai Y M, Chi K T, et al. A fast-response sliding-mode controller for boost-type converters with a wide range of operating conditions[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(6): 3276-3286.
- [14]孙文静. Buck 型 DC-DC 变换器的滑模控制研究[D]. 北京:北京交通大学, 2015.
Sun Wenjing. Research on sliding mode control of Buck DC-DC converter[D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2015(in Chinese).
- [15]Smedley K M, Cuk S. Dynamics of one-cycle controlled Cuk converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1995, 10(6): 634-639.
- [16]Hu Zongbo, Zhang Bo, Deng Weihua. Feasibility study on one cycle control for PWM switched converters[C]. Power Electronics Specialists Conference, 2004, 5: 3359-3365.
- [17]吴爱国, 李际涛. DC-DC 变换器控制方法研究现状[J]. 电力电子技术, 1999, 33(2): 75-78.
Wu Aiguo, Li Jitao. The present research on the control of DC-DC converter[J]. Power Electronics, 1999, 33(2): 75-78(in Chinese).
- [18]He D, Nelms R M. Fuzzy logic average current-mode control for DC-DC converters using an inexpensive 8-bit microcontroller[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, 41(6): 1531-1538.
- [19]Wai R J, Shih L C. Adaptive fuzzy-neural-network design for voltage tracking control of a DC-DC boost converter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2012, 27(4): 2104-2115.
- [20]齐亮. 基于滑模变结构方法的永磁同步电机控制问题研究及应用[D]. 上海:华东理工大学, 2013.
Qi Liang. Research and application of permanent magnet synchronous motor via sliding mode control methods[D]. East China University of Science and Technology, 2013(in Chinese).
- [21]Venkataramanan R, Sabanovic A, Cuk S. Sliding mode control of DC-to-DC converters[C]. Proceedings of IEEE Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentations(IECON). 1985: 251-258.

- [22]Sira-Ramirez H. Geometric approach to pulse-width modulated control in nonlinear dynamical systems[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1989, 34(2): 184-187.
- [23]Abeywardana D B W, Hredzak B, Agelidis V G. A fixed-frequency sliding mode controller for a boost-inverter-based battery-supercapacitor hybrid energy storage system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(1): 668-80.
- [24]Siew-Chong T, Lai Y M, Tse C K, et al. A fixed-frequency pulsewidth modulation based quasi-sliding-mode controller for buck converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(6): 1379-1392.
- [25]Davari A, Zhang Zhiyi. Application of the three-segment variable structure systems[C]. Proceedings of the American Control Conference, 1991, F, 1991:62-63.
- [26]Tan C P, Yu Xinghuo, Man Zhihong. Terminal sliding mode observers for a class of nonlinear systems[J]. Automatica, 2010, 46(8): 1401-1404.
- [27]Yu Shuanghe, Yu Xinghuo, Stonier R. Continuous finite-time control for robotic manipulators with terminal sliding mode[C]. Proceedings of the Sixth International Conference of Information Fusion, 2003(2): 1433-1440.
- [28]高哲. DC-DC 变换器的滑模控制研究[D]. 沈阳: 东北大学, 2008.
Gao Zhe. Research on sliding mode control of DC-DC converter[D]. Shenyang: Northeastern University, 2008(in Chinese).
- [29]Lu Yusheng, Chen J. Design of a global sliding-mode controller for a motor drive with bounded control[J]. International Journal of Control, 1995, 62(5): 1001-1019.
- [30]Choi H S, Park Y H, Cho Y, et al. Global sliding-mode control. Improved design for a brushless DC motor[J]. Control Systems IEEE, 2001, 21(3): 27-35.
- [31]高为炳. 变结构控制的理论及设计方法[M]. 北京: 科学出版社, 1995.
- [32]Levant A. Homogeneity approach to high-order sliding mode design[J]. Automatica, 2005, 41(5): 823-830.
- [33]Levant A. Quasi-continuous high-order sliding-mode controllers[J]. Automatic Control IEEE Transactions on, 2005, 50(11): 1812-1816.
- [34]Wai R J, Chang Jiaming. Implementation of robust wavelet-neural-network sliding-mode control for induction servo motor drive[J]. Industrial Electronics IEEE Transactions on, 2003, 50(6): 1317-1334.
- [35]Ravichandran S, Vutukuru K R, Patnaik S K. SM-based IMC-PID control of single-switch quadratic Boost converter for wide DC conversion ratios[J]. Electric Power Components & Systems, 2013, 41(16): 1617-1634.
- [36]Vidal-Idiarte E, Martinez-Salamero L, Calvente J, et al. An H_{∞} control strategy for switching converters in sliding-mode current control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(2): 553-556.
- [37]Zhou Yufei. Sliding mode variable structure control method and chaotic state study of DC-DC switching converters[D]. Guangzhou: South China University of Technology, 2001 (in Chinese).



肖阔

作者简介:

肖阔(1993-),男,硕士,研究方向:不间断电源及逆变器控制,E-mail:xiaokuo@hust.edu.cn。

段善旭(1970-),男,中国电源学会会员,博士,教授,研究方向:新能源发电及电能质量控制,E-mail:duanshanxu@hust.edu.cn。

程华(1982-),男,博士,研究方向:船舶电气,E-mail:hchenghuab@163.com。

陈昌松(1977-),男,通信作者,博士,副教授,研究方向:新能源发电和微电网能量管理,E-mail:ccsfm@hust.edu.cn。

万文超(1995-),男,博士研究生,研究方向:电力电子及其应用技术,E-mail:wanchao@hust.edu.cn。