

文章编号 1000-5013(2006)03-0292-04

DC-DC 变换器双滑模面变结构控制

林定笑 郑耀林

(华侨大学机电及自动化学院, 福建 泉州 362021)

摘要 提出一种变结构控制方法,用两个滑模面分别实现 DC-DC 变换器内外环控制,内环滑模面用于电流控制环,外环滑模面用于电压控制环.以 BUCK 变换器为例,通过仿真和比较表明,这种控制可获得比单滑模面控制更多的反馈信息,得到更好的动态品质,对参数的摄动和外界干扰具有很强的鲁棒性,抖振很小,且稳态误差也很小.

关键词 DC-DC 变换器, 变结构控制, 双滑模面, 鲁棒性, 动态品质
中图分类号 TN 624 **文献标识码** A

DC-DC 变换器滑模变结构控制^[1,2]的基本思想,是利用 DC-DC 变换器在导通和关断期间状态各不相同,通过合理寻求一控制集使系统在较短的时间内到达滑模面(切换面),在满足渐进稳定的同时,具有良好的动态品质.其关键问题就是滑模面和控制集的选择.由于 DC-DC 变换器控制律的取值仅限于 {0, 1},属于控制受限的情况,因而绝大多数 DC-DC 变换器滑模变结构控制的设计均集中在滑模面的设计上.此时,合理选择滑模面显得尤为重要.目前,对于 DC-DC 变换器这种强非线性系统的变结构控制,滑模面形式一般采用线性滑模面,包括时不变和时变线性滑模面^[3,4].但仅采用一个滑模面方程的控制,其效果并不理想,高频抖动及滑动模态误差仍然较大.本文采用一种新型滑模控制方法用于 DC-DC 变换器,以 BUCK 变换器为例,用两个滑模面分别实现内外环控制.

1 变结构控制的到达条件

如前所述,由于 u 只能取 0 或 1,故 Ramirez 从微分几何的角度对 DC-DC 进行了研究,提出以李导数形式表达的到达条件^[5](包括横截条件和滑模存在的充要条件): $\dot{x}(t) = f(x) + g(x)u$ ($u \in \{0, 1\}$, $x \in \mathbf{R}^n$, f, g 是 \mathbf{R}^n 上充分光滑的向量场),则

$$\left. \begin{aligned} u = 0.5(1 + \operatorname{sgn}(s)) &\Rightarrow L_g s = (\nabla s, g) < 0, \\ u = 0.5(1 - \operatorname{sgn}(s)) &\Rightarrow L_g s = (\nabla s, g) > 0. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

式(1)是向量场 g 关于 s 的横截条件.由滑模不变性条件 $s = 0, L_{f+u_{eq}g}s = 0$,可求等效控制

$$u_{eq} = - \frac{\langle \nabla s, f \rangle}{\langle \nabla s, g \rangle} = - \frac{L_f s}{L_g s}, \quad L_g s \neq 0, \quad (2)$$

即滑模存在的充要条件: $0 < u_{eq} < 1$.

2 BUCK 变换器数学模型^[6,7]

我们假定电路各电感、电容、晶体管、二极管均是理想的.即图 1 中 $R_C = 0, R_L = 0$;晶体管、二极管理想是指其导通时电压为零,截止时电流为零,导通与截止的转换是瞬时完成的.设 $x_1 = i_L, x_2 = u_C$ (i_L 为电感电流,

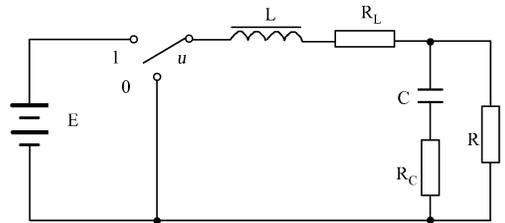


图 1 BUCK 变换器原理图

收稿日期 2005-11-12

作者简介 林定笑(1969-),男,讲师,硕士研究生,主要从事智能设备和仪器的研究;通信作者:郑耀林(1943-),男,教授, E-mail: ylzhen@hqu.edu.cn

基金项目 国务院侨务办公室科研基金资助项目(05QZR09)

u_c 为电容电压), 则

$$\dot{x}_1 = -\frac{1}{L}x_2 + \frac{E}{L}u, \quad \dot{x}_2 = -\frac{1}{C}x_1 - \frac{1}{RC}x_2. \quad (3)$$

状态方程为

$$\dot{X} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} X + u \begin{bmatrix} \frac{E}{L} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (4)$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} X = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L}x_2 \\ \frac{1}{C}x_1 - \frac{1}{RC}x_2 \end{bmatrix}, \quad g(x) = \begin{bmatrix} \frac{E}{L} \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (5)$$

3 控制方案

(1) 内环(电流控制器)取

$$s_v(x) = i_r - x_1, \quad (6)$$

式(6)为内环滑模面方程, 其中 i_r 为外环给出的控制电流.

(2) 外环(电压控制器)取

$$s_v(s) = C\alpha(u_r - x_2) + C \frac{d(u_r - x_2)}{dt}, \quad (7)$$

式(7)为外环滑模面方程, 其中 α 为设计参数.

控制的目的是使输出电压跟踪给定电压 u_r , 且动态为一阶过渡过程. 首先判断外环滑模性: 设 u_r 不变, 由式(7)和式(3)得

$$\begin{aligned} s(x) &= C\alpha(u_r - x_2) + C \frac{d(u_r - x_2)}{dt} = \\ &= C\alpha(u_r - x_2) + C \frac{du_r}{dt} - C\dot{x}_2 = \\ &= -x_1 + \frac{1}{R}x_2 + C\alpha u_r - C\alpha x_2 + \frac{du_r}{dt} = -x_1 + \left(\frac{1}{R} - C\alpha\right)x_2 + C\alpha u_r. \end{aligned} \quad (8)$$

由式(1)和式(5)得

$$L_{gs} = (\nabla s, f) = \left[\frac{\partial s}{\partial x_1} \quad \frac{\partial s}{\partial x_2} \right] g = \left[-1 \quad \frac{1}{R} - C\alpha \right] \begin{bmatrix} \frac{E}{L} \\ 0 \end{bmatrix} = -\frac{E}{L} < 0. \quad (9)$$

由式(9)可知, 为满足横截条件, 取 $u = 0.5(1 + \text{sgn}(s))$. 由式(2)和式(5)得

$$\begin{aligned} u_{eq} &= -\frac{Lfs}{L_{gs}} = -\left[\frac{\partial s}{\partial x_1} \quad \frac{\partial s}{\partial x_2} \right] f / \left[\frac{\partial s}{\partial x_1} \quad \frac{\partial s}{\partial x_2} \right] s = \\ &= \left[\left(\frac{1}{RC} - \alpha\right)x_1 + \frac{1}{L} - \frac{1}{R^2C} + \frac{\alpha}{R} \right] x_2 \frac{L}{E}. \end{aligned} \quad (10)$$

由滑模方程 $s(x) = 0$ 得 $x_1 = C\left[\left(\frac{1}{RC} - \alpha\right)x_1 + \alpha u_r\right]$, 代入式(10)得

$$\begin{aligned} u_{eq} &= \left[\left(\frac{1}{RC} - \alpha\right) \left[\left(\frac{1}{R} - C\alpha\right)x_2 + C\alpha u_r \right] + \left(\frac{1}{L} - \frac{1}{R^2C} + \frac{\alpha}{R}\right)x_2 \right] \frac{L}{E} = \\ &= \left[\left(C\alpha^2 + \frac{1}{L} - \frac{\alpha}{R}\right)x_2 + \frac{\alpha}{R} - C\alpha^2 \right] u_r \frac{L}{E}. \end{aligned} \quad (11)$$

由式(11)知, 当 $0 < \alpha \leq \frac{1}{RC}$, $C\alpha^2 + \frac{1}{L} - \frac{\alpha}{R} > 0$ 时, $u_{eq} > 0$. 通过比较可知选取 α 值越大效果越好, 故选 $\alpha =$

$\frac{1}{RC}$. 这里取 $R = 10 \Omega$, $C = 100 \mu\text{F}$, $E = 15 \text{V}$, $L = 20 \text{mH}$, $u_r = 10 \text{V}$, 此时 $\alpha = 1000$, 满足 $u_{eq} > 0$. 又因

为 $x_2 < \frac{E}{CL} - (\frac{\alpha}{RC} - \alpha^2)u_r$ 。所以由式(11)可得 $u_{eq} < 1$ 。可见选取上述参数时, 满足式(1)横截条件

及滑模存在条件。下面判断内环滑模性。当外环产生滑动模态时, 由式(7)得

$$s_v(x) = -x_1 + (\frac{1}{R} - C\alpha)x_2 + C\alpha u_r = 0. \tag{12}$$

由此可得

$$x_1 = (\frac{1}{R} - C\alpha)x_2 + C\alpha u_r.$$

当选取 $i_r = (\frac{1}{R} - C\alpha)x_2 + C\alpha u_r$ 时, 式(6)内环滑模面为

$$s_i(x) = s_v(x) = i_r - x_1 = 0. \tag{13}$$

由式(13)可见, 此时内外环滑模面是一致的, 即内外环均产生滑动模态。

4 仿真结果

为了验证双滑模面控制的效果, 我们

利用 MATLAB 构建了如图 2 的仿真框图。参数选取 $R = 10 \Omega, C = 100 \mu F, E = 15 V, L = 20 mH, w = 10 V$, 此时 $\alpha = 1000$ 。(1) 采用上述参数得到图 3 所示的电感电流 i_L 、输出电压 u_C 和图 4 所示相轨迹图。图 5, 6 是同参数条件下采用单滑模面($s(x) = u_r - x_2$)时相应的输出及相轨迹图。从图中可以看出,

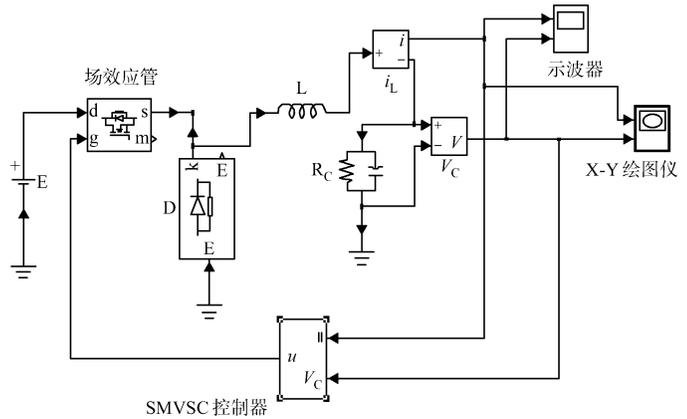


图 2 BUCK 变换器双滑模控制仿真框图

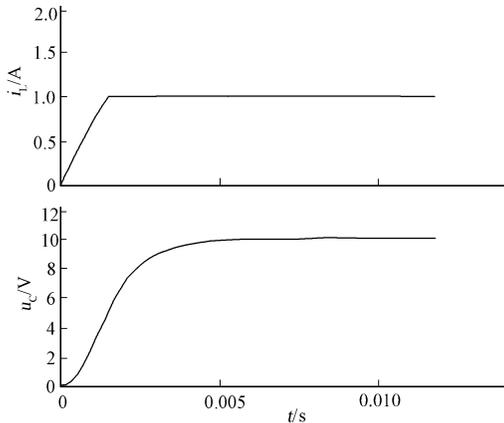


图 3 i_L 和 u_C 与时间关系

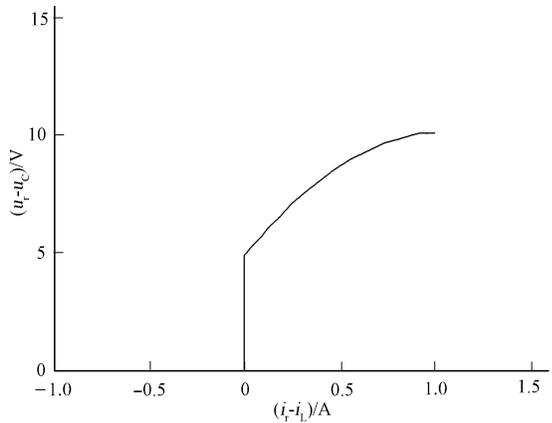


图 4 相轨迹图

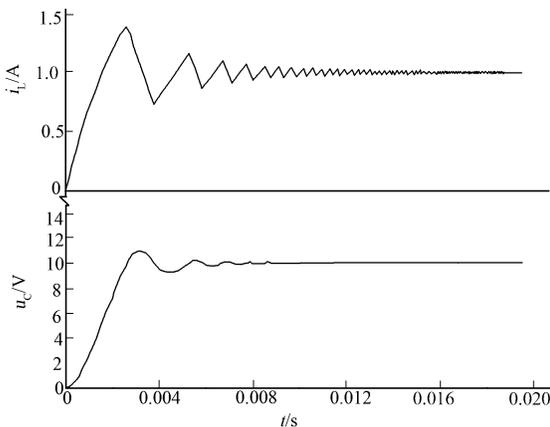


图 5 单滑模面电感电流和输出电压

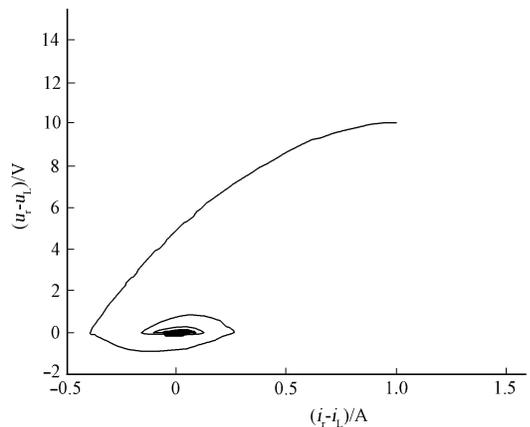


图 6 单滑模面相轨迹图

采用双滑模面控制其输出能迅速到达稳定平衡点(相轨迹图)且输出无明显抖动。(2) 鲁棒性分析。图 7

所示的是输入电源 E 在 4.7 ms 和 5.8 ms 有一 800 V 强脉冲时的输出,图 8 是其相轨迹图.图 9 所

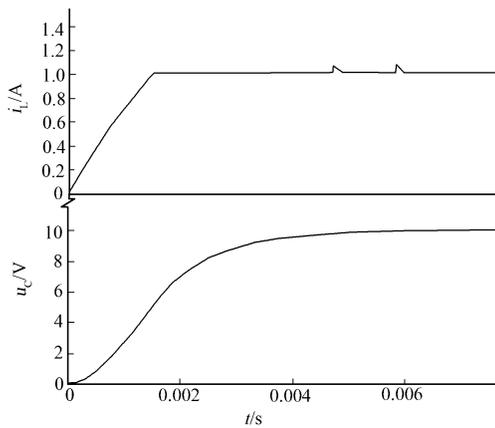


图 7 E 扰动时的输出

示的是负载电阻变为 15Ω 时的情况.从图中可看出,双滑模面控制对参数的摄动和外界的扰动具有很强的鲁棒性.

5 结束语

用两个滑模面分别实现 DC-DC 变换器内外环控制,内环跟踪对象由外环给出,而外环直接跟踪给定电压.从仿真结果可看出,这种控制相比单滑模面控制抖振小,且稳态误差也很小.在输入电压有强脉冲(高达 800 V)以及负载电阻增加了 50% 的情况下,其输出电压也无明显变化.可见这种控制能获得比单滑模面控制更多的反馈信息,得到更好的动态品质,具有很强的鲁棒性.

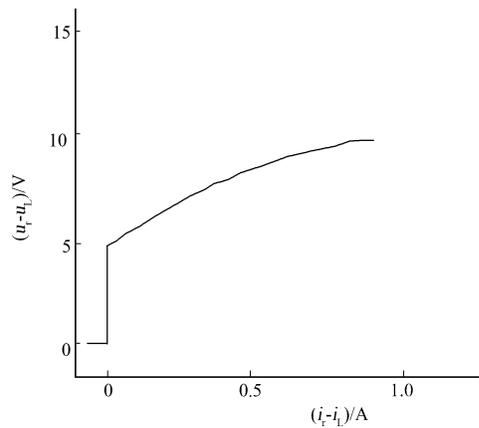


图 8 E 扰动时的相轨迹图

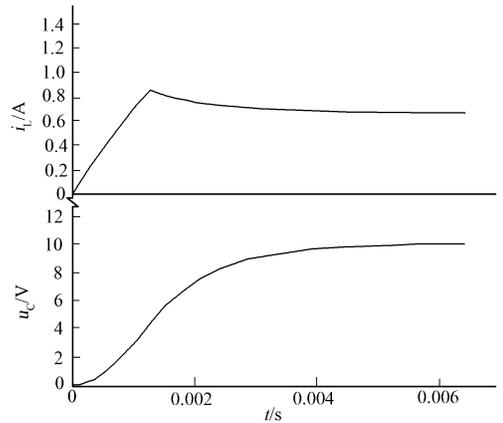


图 9 负载电阻变为 15Ω 时的输出

参 考 文 献

- 1 高为炳. 非线性变结构控制[J]. 自动化学报, 1989, 15(5): 408~ 415
- 2 姚琼荟. 变结构控制系统[M]. 重庆: 重庆大学出版社, 1997. 2~ 45
- 3 吴爱国, 李际涛. DG-DC 变换器控制方法研究现状[J]. 电力电子技术, 1999, 33(2): 75~ 76
- 4 伍言真, 丘水生, 陈艳峰. DG-DC 开关变换器滑模变结构控制的新方案[J]. 电子学报, 2000, 20(5): 62~ 64
- 5 Ramirez S H. Sliding mode control on slow manifolds of DG-DC power converters[J]. Int J Control, 1988, 47(5): 1 323~ 1 340
- 6 王 聪. 软开关功率变换器及其应用[M]. 北京: 科学出版社, 2001. 5~ 6
- 7 蔡宣三, 龚绍文. 高功率电子学——直流 直流变换部分[M]. 北京: 科学出版社, 1997. 10~ 95

Double Sliding Surface VSC for DG-DC Converter

Lin Dingxiao Zheng Yaolin

(College of Mechanical Engineering and Automation, Huaqiao University, 362021, Quanzhou, China)

Abstract This paper presents a double sliding surface VSC (variable structure control) method. It constructs two loops controller, in which one sliding surface adopts the inductor current as the feedback parameter of the inner loop and the other sliding surface adopts the capacitance voltage as the outer. Taking BUCK converter for example, through the simulation and comparison, we can find this control strategies are better than the single surface VSC. It can obtain much more feedback informations and better dynamic responses, and can be maintained in spite of large input voltage, output current, and strong robustness. And it can eliminate chattering effectively and good reduce steady state errors.

Keywords DG-DC converter, variable structure control, double sliding surface, robustness, dynamic response