

DC/DC 开关变换器滑模变结构控制的新方案

伍言真,丘水生,陈艳峰

(华南理工大学电子与通信工程系,广州 510641)

摘 要: 本文在滑模等价控制的基础上,考虑实际控制中的非理想切换条件,提出了一种适合 PWM 型 DC/DC 开关变换器的滑模变结构控制算法简单的新方案.该控制算法依开关工作周期,动态地对滑模误差进行修正,从而动态地补偿控制量的大小,将有利于近似地保证系统沿着切换面运动,并可以减少系统稳态误差,达到削弱乃至消除高频抖动的目的.以 Boost 变换器为例的仿真结果表明,本文的控制方案可以减少系统超调,缩短过渡过程时间,改善系统的动态品质,并有效地解决滑模控制中的高频抖动问题.

关键词: 滑模变结构控制;等价控制法;DC/DC 开关变换器

中图分类号: TN787⁺.2 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2000) 05-0062-03

A Novel Sliding-mode Control Scheme for PWM DC/DC Switching Converter

WU Yan-zhen, QIU Shui-sheng, CHEN Yan-feng

(Dept. of EE, South China Univ. of Technology, Guangzhou, 510641, China)

Abstract: A novel unified scheme is proposed by using sliding-mode control for PWM DC/DC switching converters at CCM. Although the non-ideal switching condition is considered on the base of equivalent control, the scheme is still simple. After compensating the sliding-mode errors and adjusting one of the control parameters in each period, the steady-state errors and chatting can be substantially reduced. A sliding-mode controlled Boost converter is used as an example to show the improvement of the converter start-up behavior.

Key words: sliding-mode control; equivalent control; PWM DC/DC switching converters

1 引言

PWM 型 DC/DC 开关变换器的滑模变结构控制方法近年来已引起功率电子学专家关注^[1~8].滑模变结构控制方法有许多优点,如系统的稳定性好,鲁棒性强和良好的动态品质以及控制容易实现等.但是滑模变结构控制在物理实现时会存在高频抖动,另外采用等价控制法得到的控制律会存在一个稳定的滑模误差,为尽可能实现滑动模态,则对滑模控制系数的选择很严格^[1~5].

为克服滑模控制的这些不足,人们尝试各种方法,达到消除稳态误差的目的.如文[6]采用时变切换面方程,文[7]则将传统的 PID 控制模式巧妙地应用到切换面方程上,得到了只含有输出电压误差一个变量的比例、微分和积分的线性组合的滑模面方程,以实现控制输出电压的目的;文[8]则采用补偿网络,对等价控制进行修正,即所得到的新的等价控制中已考虑了补偿网络的影响.目前尚未见有报道,在实现 DC/DC 开关变换器滑模变结构控制方案时,考虑削弱甚至消除高频抖动的控制方案.从理论上分析,引入变结构趋近律^[9],将会简化控制的确定,同时有助于改善系统的品质.但在实际控制

中,如何利用变结构趋近律来实现变结构控制,达到削弱乃至消除抖动的目的,却很少被利用或涉及到.

鉴于此,本文提出一种能够动态地滑模误差进行修正,从而动态地补偿控制量的大小,达到减少稳态误差,削弱乃至消除高频抖动的控制方案,实现 PWM 型 DC/DC 开关变换器一些良好的控制品质.

2 变换器工作于 CCM 模式的滑模变结构控制

PWM 型 DC/DC 开关变换器的控制目的是通过控制有源开关元件的占空比大小,使系统状态稳定在期望值 x_d (工作点).

2.1 控制算法

PWM 型 DC/DC 开关变换器工作于 CCM 模式时电路的统一数学描述为

$$\dot{x} = Ax + B(x + e) \cdot (1 - \mu) + U_s \quad (1)$$

其中, A, B 是 $n \times n$ 阶方阵, x, e, U_s 是 $n \times 1$ 阶向量, μ 是标量控制量,它是开关量.

$$\mu = \begin{cases} 1, & \text{当开关 } S \text{ 接通} \\ 0, & \text{当开关 } S \text{ 截止} \end{cases} \quad (2)$$

现定义系统误差 $x_e: x_e = x - X_d$ (3)

将式(3)代入式(1)中,并考虑 $\dot{X}_d = 0$,得到系统(1)的误差状态方程.

$$\dot{x}_e = Ax_e + D \cdot (1 - \mu) + F \quad (4)$$

其中

$$D = B(x_e + X_d) \quad (5)$$

$$F = AX_d + U_s \quad (6)$$

为了得到式(4)的滑模变结构控制律,选择如下形式的切换函数

$$s = K_c^T \cdot x_e \quad (7)$$

其中

$$K_c = [k_{c1} \quad k_{c2} \quad \dots \quad k_{cn}]^T, k_{ci} = \text{常数}, i = 1, 2, \dots, n \quad (8)$$

在切换面上有等价控制 u_{eq} ,即

$$\begin{cases} s(x) = 0 \\ \dot{s} = K_c^T [Ax_e + D(1 - u_{eq}) + F] = 0 \end{cases} \quad (9)$$

当 $K_c^T \cdot D \neq 0$ 时,由式(9)解出等价控制

$$u_{eq} = 1 + (K_c^T D)^{-1} K_c^T (Ax_e + F) \quad (10)$$

上式表明,由式(4)而得到的理想滑模运动,其控制量是用连续的等价控制函数 u_{eq} 替代原系统中的离散的标量控制量 μ . 注意到等价控制是在理想切换条件下实现的,而实际控制中,会存在由于切换元件的惯性,开关延时等非理想切换因素,设实际控制为 \tilde{u}

$$\tilde{u} = u_{eq} + u \quad (11)$$

式(11)中 u 表示了理想切换与实际切换之间的差异. 将实际控制 \tilde{u} 代入式(4),这时

$$\begin{aligned} \dot{s} &= K_c^T [Ax_e + D(1 - \tilde{u}) + F] \\ &= K_c^T [Ax_e + D(1 - (u_{eq} + u)) + F] = -K_c^T D \cdot u \end{aligned} \quad (12)$$

显然,当 $u = 0$,则 $\dot{s} = 0$. 这说明在实际控制中,系统状态将不在切换面上. 为满足到达条件以及改善系统的动态品质,本文通过选择 s 的恰当形式,保证系统到达条件 $s \cdot \dot{s} < 0$ 成立,以期系统以某种方式趋向切换面,形成滑动模态. 引入趋近律^[9]

$$\dot{s} = -K_1 \operatorname{sgn}(s) - K_2 \cdot s \quad (13)$$

得

$$u = (K_c^T D)^{-1} \cdot [K_1 \operatorname{sgn}(s) + K_2 \cdot s] \quad (14)$$

因此,PWM型DC/DC开关变换器工作于CCM模式时的滑模变结构控制律原则上为

$$\tilde{u} = 1 + (K_c^T D)^{-1} \cdot [K_c^T (Ax_e + F) + K_1 \operatorname{sgn}(s) + K_2 \cdot s] \quad (15)$$

从物理意义上看, \tilde{u} 相当于电路中的占空比. 即实际中 \tilde{u} 的大小将受变换器本身物理性质的限制, $\tilde{u} \in (0, 1)$ 或 $\tilde{u} \in (d_{\min}, d_{\max})$. d_{\min}, d_{\max} 是小于1的正实数.

2.2 K_1 、 K_2 系数的选择

由式(11)可见,实际控制 \tilde{u} 由两部分组成,即由理想切换时的等价控制 u_{eq} 以及实际控制与理想切换控制的差异 u 之和组成. 换句话说,引入 u 是为了修正由于实际系统的非理想因素造成的非理想切换而造成滑动模态误差的. u 的大小与 K_1 和 K_2 的系数有关. 理论上,只要 K_1 和 K_2 不小于零,则滑动模态将稳定. 但是 K_1 取值过大,则系统到达切换面的

速度将很大,容易引起系统较大幅度的抖动; K_1 取值过小,则控制的过渡过程长. 所以,控制的过渡过程与动态品质的好坏,更多的由系数 K_1 决定,线性项 $-K_2 \cdot s$ 只是在一定程度上能缓和系统冲向切换面的速度.

我们希望系统趋近切换面的速度大小能自动根据由系统状态所确定的 s 距离切换面 $s(x) = 0$ 的大小来确定. 因此,采用以下方式确定系数 K_1 和 K_2 .

由式(13),得

$$s = [K_1 \operatorname{sgn}(s) + K_2 \cdot s] \cdot T \quad (16)$$

其中 T 是变换器开并工作周期. 在第 m 个开关工作周期,有

$$s(m+1) - s(m) = [K_1(m) \operatorname{sgn}(s(m)) + K_2 \cdot s(m)] \cdot T \quad (17)$$

这里强调不同时刻取不同的 $K_1(m)$ 值.

为使 $s(m+1) = 0$,则

$$K_1(m) = (f_s - K_2) \cdot |s(m)|, f_s = 1/T \quad (18)$$

为确保 $K_1(m) > 0$, K_2 的取值范围:

$$0 \leq K_2 \leq f_s \quad (19)$$

由此得到 PWM 型 DC/DC 开关变换器工作于 CCM 模式时第 m 个工作周期的滑模变结构控制律为:

$$\begin{cases} \tilde{u}(m) = 1 + (K_c^T D)^{-1} \cdot [K_c^T (Ax_e + F) + K_1(m) \operatorname{sgn}(s(m)) + K_2 \cdot s(m)] \\ K_1(m) = (f_s - K_2) \cdot |s(m)| \\ 0 \leq K_2 \leq f_s \\ \tilde{u}(m) \in (0, 1) \text{ or } \tilde{u}(m) \in (d_{\min}, d_{\max}) \end{cases} \quad (20)$$

3 仿真研究

以 Boost 变换器为研究对象,如图1所示. 其状态方程为

$$\dot{x} = Ax + Bx \cdot (1 - \mu) + U_s \quad (21)$$

这里

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix}, x = [i \quad u]^T, U_s = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} V_g \\ 0 \end{bmatrix}^T$$

取元件参数为: $L = 6\text{mH}$, $C = 45\mu\text{F}$, $R = 30 \Omega$, $V_g = 37.5\text{V}$, 开环占空比 $d = 0.25$. 直流分析结果得: $U = 50\text{V}$, $I = 2.2\text{A}$. 取期望稳定工作点为: $X_d = [2.2 \quad 50]^T$. 取控制参数: $K_c = [150 \quad 1]^T$, $K_2 = 800$.

图2是 Boost 变换器电路启动过程瞬态特性曲线,图3是其对应的相轨迹图. 其中“o”号是期望工作点 X_d 所在的位置,实线是采用本文提出的控制律,虚线是用等价控制作为实际滑模控制律.

从图中很明显地看到,用等价控制作为实际滑模控制律系统会存在较大的稳态误差,系统最后不会趋向切换面,也不会运动到期望工作点. 而本文提出的控制算法则可以很好解决该问题,并有效地解决滑模控制中的高频抖动问题.

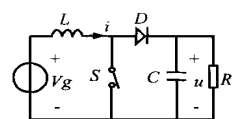


图1 Boost 变换器

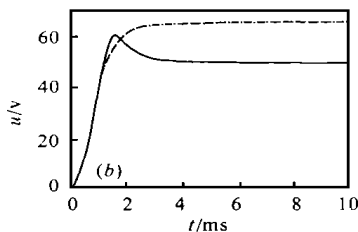
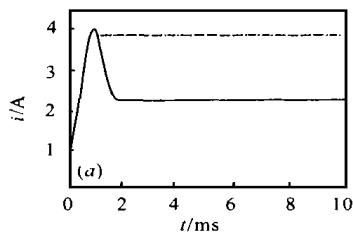


图2 启动波形图

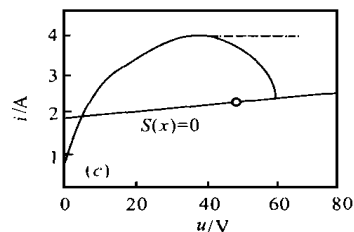


图3 相轨迹图

4 结论

在实现滑模变结构控制时必须考虑实际控制中的非理想切换条件. 本文提出的滑模变结构控制算法简单, 且适合 PWM 型一类 DC/DC 开关变换器. 以 Boost 变换器为例的仿真结果表明, 本文的控制方案可以减少系统超调, 缩短过渡过程时间, 改善系统的动态品质, 并有效地解决滑模控制中的高频抖动问题.

参考文献

- [1] Venkataraman R, Sabanovic A, et al. Sliding-mode control of DC-to-DC converters. Proc. of IECON, 1985: 251 ~ 258
- [2] Sirar Ramirez H, M. Ilic M. A geometric approach to the feedback control of switch mode DC-to-DC power supplies. IEEE Trans. on CAS, 1988, 35(10): 1291 ~ 1298
- [3] Malesani L, Rossetto L, et al. Performance optimization of Cuk converters by sliding-mode control. IEEE Trans. on Power Electronics, 1995, 10(3): 302 ~ 309
- [4] Fossas E, Martinez L, et al. Sliding-mode control reduces audiosuceptibility and load perturbation in the Cuk converters. IEEE Trans. on CAS, 1992, 39(10): 847 ~ 849
- [5] 石文. 功率因数校正系统的滑模控制. 电子学报, 1996, 25(5): 17 ~ 52
- [6] Fossas E, Martinez L. On the use of sliding mode control in bidirectional converters. IEEE PESC Rec., 1993: 2355 ~ 2358

- [7] Nguyen V M, Lee C Q. Indirect implementation of sliding-mode control law in Buck-type converters. IEEE APEC Rec., 1996: 111 ~ 115
- [8] Giral R, Martinez L, et al. Compensating networks for sliding-mode control. IEEE ISCAS Rec. 1995: 2055 ~ 2058
- [9] 高为炳. 变结构控制理论基础. 北京: 中国科学技术出版社, 1989: 250 ~ 280



伍言真 讲师, 毕业于湖南大学电气工程系, 分别于 1987 年和 1993 年获工学学士和工学硕士学位. 现在华南理工大学电子与信息学院任教, 1994 年 9 月至 1998 年 7 月, 在华南理工大学电子与信息学院攻读在职博士, 1998 年 7 月获工学博士学位. 感兴趣的研究方向为非线性电路与系统、功率电子学开关电路建模及控制方法等.



丘水生 教授, 博士生导师, 1966 年在华南工学院非线性振荡理论专业研究生毕业. 1984 ~ 1986 年为加拿大阿尔伯特大学访问学者. 1990 年 4 月 ~ 1991 年 10 月先后到美国波特兰州立大学、加拿大阿尔伯特大学作访问教授. 现任教于华南理工大学电子与信息学院, 从事非线性电路与系统、混沌等领域的教学、科研工作.