

定频滑模控制Buck变换器设计

倪雨¹, 许建平², 孙璐³

(1. 成都信息工程学院控制工程学院 成都 610225; 2. 西南交通大学电气工程学院 成都 610031;
3. 四川托普信息技术职业学院计算机系 成都 611743)

【摘要】针对滞环调制的滑模控制开关变换器的开关频率随输入电压或负载变化而变化的问题,介绍了一种可以将切换函数直接转换成固定频率的开关控制信号的定频调制方法。详细分析了该调制方法的工作原理,给出了一种模数混合电路实现方案,研究了其在滑模控制Buck变换器中的应用。通过计算机仿真研究了该定频调制技术的可行性和有效性,仿真结果表明该调制技术保持了滞环调制具有快速瞬态调节能力,同时具有恒定开关频率、利于滑模控制器的集成和数字实现的优点。

关键词 调制技术; 滑模控制; 滑模面; 切换函数

中图分类号 TM47

文献标识码 A

doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2010.04.016

Design for Sliding Mode Controlled Buck Converters with Constant Frequency

NI Yu¹, XU Jian-ping², and SUN Lu³

(1. College of Automatic Control Engineering, Chengdu University of Information Technology Chengdu 610225;
2. School of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University Chengdu 610031;
3. Department of Computer, Sichuan TOP Vocational Institute of Information Technology Chengdu 611743)

Abstract To resolve the problem that the switch frequency of sliding mode control (SMC) switching power converter with hysteresis modulation method changes with the variation of the input voltage or load, this paper presents a fixed-frequency modulation method that can directly convert a switching function to a fixed-frequency switching control signal. The operation principle of the modulation method for a SMC buck converter is described, and its mixed implementation circuits was given. Simulation results show that the modulation technique reserves the advantage of a hysteresis modulation's outstanding transient characteristics, and possesses a constant switching frequency. This will help the integration and digital implementation of sliding mode controller for switching DC-DC converter.

Key words modulation technique; sliding mode control; sliding surface; switching function

滑模控制因具有卓越的鲁棒稳定性和瞬态响应特性^[1-3]而广泛应用于各种线性和非线性控制系统的设计中,特别是对于具有开关特性的变结构系统,滑模控制非常适合于开关电源控制器的设计^[4-6]。

但是在实现开关电源控制器的滑模控制时,要求滑模控制开关变换器工作于兆赫级甚至更高的开关频率,将产生严重EMI、高开关损耗以及变压器和电感的磁芯损耗等诸多问题^[7]。为此,有必要研究在降低开关频率的同时保持滑模控制的优秀品质的方法。文献[8]研究了滑模控制开关变换器的5种降频措施,指出了滞环调制能够保持滑模控制的卓越

瞬态调节性能。但在滞环调制中,负载或输入电压的变化将引起开关频率的变化,这会增加滤波器的设计难度和制作成本。可见,在保持滑模控制优点的前提下,研究固定频率滑模控制的实现方式成为开关DC-DC变换器滑模控制的关键。为此,文献[9-10]结合等效控制法和PWM技术实现了开关DC-DC变换器的恒频滑模控制器,但它要求在具体设计时对电路进行详细分析和复杂计算。为了简化设计过程,本文根据切换函数的构造特点,对文献[11]提出的调制方法进行了改进,并将改进调制方法应用于开关变换器的滑模控制器设计。

收稿日期: 2008-11-28; 修回日期: 2009-07-01

基金项目: 国家自然科学基金(50677056)

作者简介: 倪雨(1978-),男,博士,主要从事开关电源的控制策略方面的研究。

1 滑模控制Buck变换器

1.1 滑模控制原理

滑模控制的基本思想是使从任意初态出发的滑模控制系统轨线在控制量的作用下, 在有限时间内到达并保持在切换面上, 最终到达相平面原点(系统平衡点), 如图1所示。因此, 滑模控制必须具备滑动模态的存在性、稳定性和能达性3个要素。滑模控制器的设计主要涉及切换函数选取(或者切换面的确定)和控制量的求取两个方面的问题。滑模控制系统的瞬态响应过程则由趋近阶段和滑模阶段构成, 因此, 滑模控制设计的基本目标是在保证滑动模态的存在性、稳定性和能达性的基础上, 最终实现良好的静态和动态品质。

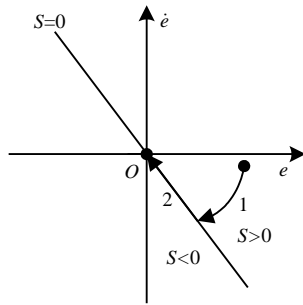


图1 理想滑模控制系统相图

1.2 滑模电压控制器

滑模电压控制Buck变换器如图2所示。

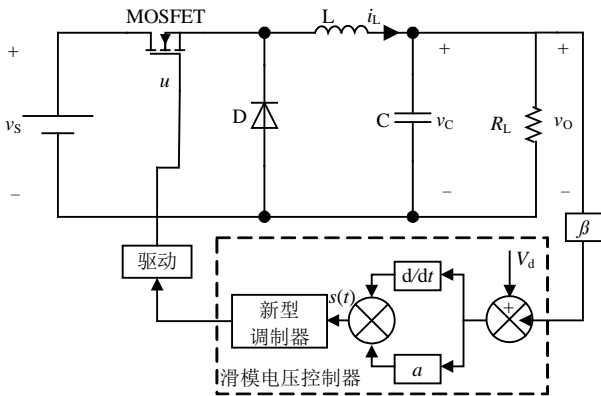


图2 滑模电压控制Buck变换器

以输出电容电压 v_c 和电感电流 i_L 为状态变量, 可得到Buck变换器的状态方程为:

$$\begin{cases} \dot{v}_c = \frac{1}{C} i_L - \frac{1}{CR_L} v_c \\ \dot{i}_L = -\frac{1}{L} v_c + \frac{v_s}{L} u \end{cases} \quad (1)$$

式中 u 表示控制律($u \in \{0,1\}$); $R_{L_{\min}} < R_L < R_{L_{\max}}$, $V_{s_{\min}} < v_s < V_{s_{\max}}$ 。

为了设计Buck变换器的滑模控制器, 将式(1)转

化为:

$$\begin{cases} \dot{v}_c = \frac{1}{C} i_L - \frac{1}{CR} v_c - \frac{1}{C\Delta R} v_c \\ \dot{i}_L = -\frac{1}{L} v_c + \frac{V_s}{L} u + \frac{\Delta v_s}{L} u \end{cases} \quad (2)$$

式中 $R = \frac{2R_{L_{\min}} R_{L_{\max}}}{R_{L_{\min}} + R_{L_{\max}}}$; $|\Delta R| \geq \frac{2R_{L_{\max}} R_{L_{\min}}}{R_{L_{\max}} - R_{L_{\min}}}$;
 $V_s = \frac{V_{s_{\min}} + V_{s_{\max}}}{2}$; $|\Delta v_s| \leq \frac{V_{s_{\max}} - V_{s_{\min}}}{2}$ 。

令式(2)中的增量部分(系统参数摄动)等于零, 可得到标称状态方程为:

$$\begin{cases} \dot{v}_c = \frac{1}{C} i_L - \frac{1}{CR} v_c \\ \dot{i}_L = -\frac{1}{L} v_c + \frac{V_s}{L} u \end{cases} \quad (3)$$

针对标称系统式(3), 选取切换函数为:

$$S(t) = \alpha e + \dot{e} \quad (4)$$

式中 $e = V_{ref} - v_o$ 和 $\dot{e} = -\dot{v}_o$ 分别表示Buck变换器输出电压纹波及其变化率。

确定控制律为:

$$u = \begin{cases} 1 & S(t) > 0 \\ 0 & S(t) < 0 \end{cases} \quad (5)$$

滑动模态的存在和能达条件为:

$$S(t) \cdot \dot{S}(t) < 0 \quad (6)$$

当针对式(3)选取的切换函数式(4)满足条件式(6)时, 在控制律式(5)的作用下, Buck变换器从任意初态出发的系统轨线总能在有限时间内到达并保持在切换面上, 最终到达相平面原点。当参数摄动匹配条件成立时, 控制律式(5)对式(1)具有完全控制能力。

2 定频调制原理

在定频调制过程中, 切换函数按照 $D > 0.5$ 、 $D = 0.5$ 和 $D < 0.5$ 共3种工作方式产生同频开关控制信号, D 表示占空比。CLKA超前CLKB半个周期, CLKA控制功率开关管导通, CLKB控制功率开关管截止。

$D < 0.5$ 时的稳态工作波形如图3a所示, CLKA控制功率开关管导通; 当 $S(t) < S_L$ 时, 功率开关管截止。CLKB不影响功率开关管的状态。

$D > 0.5$ 时的稳态工作波形如图3b所示, CLKB控制功率开关管的截止; 当 $S(t) > S_H$ 时, 功率开关管导通。CLKA不影响功率开关管的状态。

$D = 0.5$ 时的稳态工作波形如图3c所示, CLKA和CLKB分别控制功率开关管的导通和截止。

该调制技术的实现原理如图3d所示。需要说明:

(1) 切换边界宽度 ($S_H - S_L$) 应大于切换函数的最大峰峰值, 以免工作于传统滞环调制方式; (2) 当输入电压或负载发生变化时, 调制过程自动过渡到相应工作模式下, 以产生需要的开关控制信号。

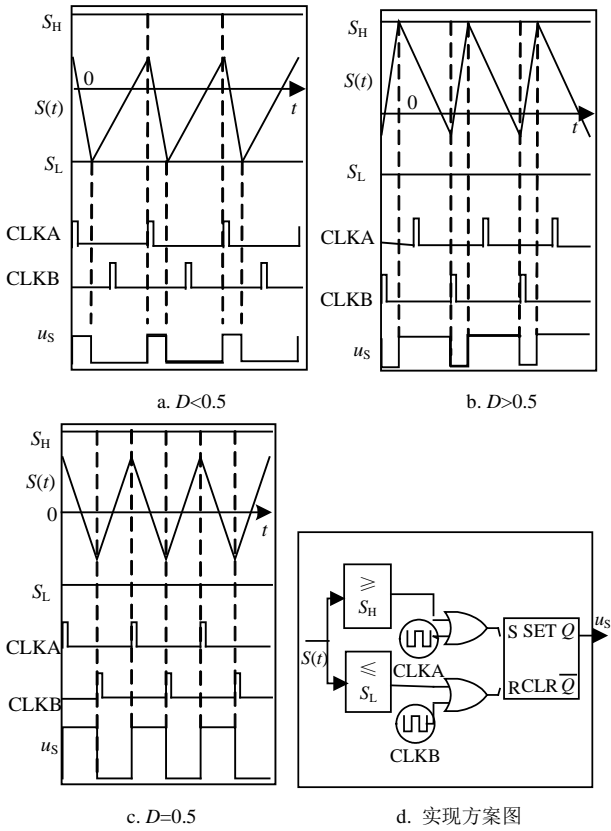


图3 调制原理及实现方案图

3 切换边界设计

3.1 切换边界表达式

由本文定频调制原理可知, 必须确保不等式 ($S_H - S_L$) < $S_{p,p(max)}$ 成立, 而且 $S_{p,p(max)}$ 只能出现在占空比等于0.5时, 由此可以推导最小 S_H 和 S_L 。在实际中, S_H 和 S_L 过大将引起较大的输出电压纹波。因此, S_H 和 S_L 的取值必须恰当。

假设Buck变换器工作于CCM模式, 忽略输出电压纹波, 开关周期为 T 。电感电流稳态波形如图4所示。据此得:

$$i_L(t) = \frac{V_d}{L}t + I_{L_{min}} \quad 0 \leq t \leq \frac{T}{2} \quad (7)$$

$$i_L(t) = -\frac{V_d}{L}t + \left(\frac{TV_d}{L} + I_{L_{min}}\right) \quad \frac{T}{2} \leq t \leq T \quad (8)$$

由式(1)和式(2)可以得到:

$$s(t) = \left(\frac{1}{CR_L} - \alpha\right)V_o - \frac{1}{C}i_L + \alpha V_d \quad (9)$$

式中 V_o 表示输出电压直流分量(平均值)。

将式(7)代入式(9)得:

$$s(t) = \left(\frac{1}{CR_L} - \alpha\right)V_o - \frac{1}{C}\left(\frac{V_d}{L}t + I_{L_{min}}\right) + \alpha V_d \quad (10)$$

令 $t=0$, 由式(10)得:

$$S_{max} = \left(\frac{1}{CR_L} - \alpha\right)V_o - \frac{1}{C}I_{L_{min}} + \alpha V_d \quad (11)$$

再令 $t=0.5T$, 由式(10)得:

$$S_{min} = \left(\frac{1}{CR_L} - \alpha\right)V_o - \frac{1}{C}\left(\frac{TV_d}{2L} + I_{L_{min}}\right) + \alpha V_d \quad (12)$$

当 $t=0.25T$ 时, $s(t)=0$, 结合式(10)得到:

$$I_{L_{min}} = C\left(\frac{1}{CR_L} - \alpha\right) - \frac{TV_d}{4L} + \alpha CV_d \quad (13)$$

根据式(11)~式(13)可得:

$$S_{max} = \frac{TV_d}{4LC}, \quad S_{min} = -\frac{TV_d}{4LC} \quad (14)$$

根据式(14)可得到上下切换边界为:

$$S_H = \frac{TV_d}{4LC}, \quad S_L = -\frac{TV_d}{4LC} \quad (15)$$

由式(15)可知, 切换边界与开关周期和期望输出电压成正比, 与滤波电感和滤波电容成反比。当切换边界的取值满足式(15)时, 定频调制器正常工作。

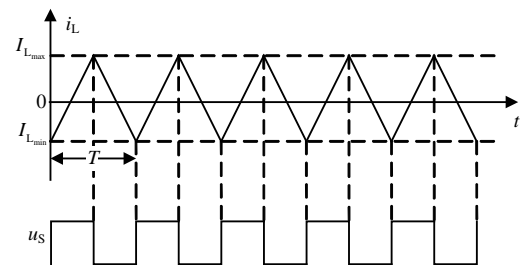


图4 CCM模式下Buck变换器电感电流稳态波形

3.2 模拟实现方案

采用模拟电路方式实现本文定频调制器时, 受集成运放动态范围的局限, 设计切换函数为:

$$s_1(t) = \alpha e + \beta \dot{e} \quad 0 < \beta < 1 < \alpha \quad (16)$$

由式(16)得到切换面为:

$$ke + \dot{e} = 0 \quad k > 0, k = \alpha/\beta \quad (17)$$

按式(16)设计切换函数, 可以方便地选取系数 α 和 β , 从而采用模拟方式实现, 最终有利于本文定频调制技术的模拟实现。

4 仿真与实验

Buck变换器的主要参数为: 输入电压 $v_s=4 \sim 16$ V, 期望输出电压 $V_d=3$ V, 电感值 $L=22 \mu\text{H}$, 输出滤波电容 $C=220 \mu\text{F}$, 电容等效串联电阻 $r_c=100$ m Ω , 负载电阻 $R_L=3 \sim 13 \Omega$, 开关频率 $f=100$ kHz。

由式(15)得 $S_H=1\ 500$, $S_L=-1\ 500$, 为了模拟实现切换函数, 将切换函数缩小为原来的千分之一, 从而切换边界变为 $S_{iH}=1.5$, $S_{iL}=-1.5$ 。

仿真结果如图5、图6所示。由图5可知, 本文的定频调制方法适用于滑模控制Buck变换器。由于占空比为0.5的情形极少出现, 不再给出其稳态仿真波形。由图6可知, 本文的定频调制滑模控制器与传统滞环调制的瞬态调节时间均为20 μs , 故本文的定频调制方法保持了滞环调制的瞬态调节快速的优点。

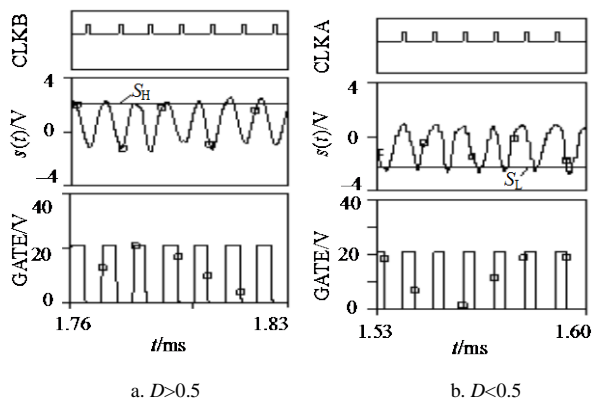


图5 切换函数和开关控制信号的波形

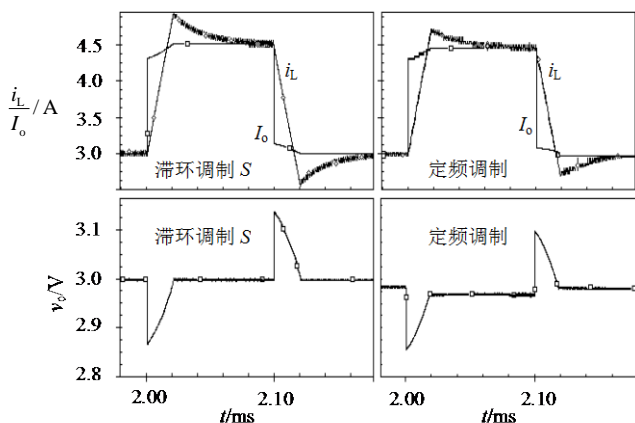


图6 Buck变换器输出电压瞬态波形 (R_L 跃变: 6 Ω 和3 Ω 之间)

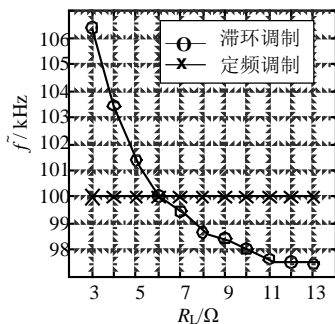


图7 频率负载变化规律

实验结果如图7、图8所示, \tilde{f} 表示平均开关频率, 图7中输入电压为10 V, 图8中负载电阻为6 Ω 。

可见, 本文调制下开关频率恒定。

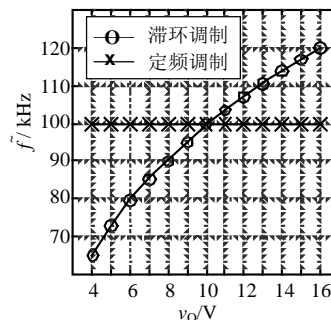


图8 频率输入电压变化规律

5 结论

本文介绍了一种新型定频调制技术, 分析了切换边界的选取原则, 将其应用于滑模控制Buck变换器, 仿真和实验结果表明该定频滑模控制器具有良好的动态调节能力, 并具有恒定开关频率。采用本文调制技术可实现定频滑模控制Buck变换器, 从而降低变换器外部滤波器的设计难度, 将促进滑模控制技术在实际应用。本文定频调制技术在滑模控制开关变换器中具有较好的应用前景。

参考文献

- [1] 刘金琨. 滑模变结构控制MATLAB仿真[M]. 北京: 清华大学出版社, 2005: 1-1.
LIU Jin-kun. MATLAB simulation for sliding mode control [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2005: 1-1.
- [2] 倪雨, 许建平. 准滑模控制开关DC-DC变换器分析[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(21): 1-6.
NI Yu, XU Jian-ping. Quasi-sliding-mode switching control for DC-DC converters [J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(21): 1-6.
- [3] TAN S C, LAI Y M, TSE C K. Indirect sliding mode control of power converters via double integral sliding surface[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(2): 600-611.
- [4] BILALOVIC F, MUSIC O, SABANOVIC A. Buck converter regulator operating in the sliding-mode[C]//PCI Proceedings. [S.l.]: [s.n.], 1983: 331-340.
- [5] VENKATARAMANAN R, SABANOVIC A, CUK S. Sliding mode control of DC-to-DC converters[C]//IEEE IECON. [S.l.]: IEEE, 1985: 251-258.
- [6] ZHANG Li, QIU Shui-sheng. Analysis and experimental study of proportional-integral sliding mode control for DC/DC converter[J]. Journal of Electronic Science and technology of China, 2005, 3(2): 140-143.
- [7] TAN S C, 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.

- [8] CARDOSO B J, MOREIRA A F, MENEZES B R, et al. Analysis of switching frequency reduction methods applied to sliding mode controlled dc-dc converters[C]//IEEE APEC. [S.l.]: IEEE, 1992: 403-410.
- [9] TAN S C, LAI Y M, CHEUNG M K H, et al. A pulse-width-modulation based sliding mode controller for Buck converters[C]//IEEE Power Electronics Specialists Conference. [S.l.]: IEEE, 2004: 3647-3653.
- [10] TAN S C, LAI Y M, TSE C K, et al. A pulsewidth modulation based integral sliding mode current controller

for Boost converters[C]//IEEE PESC. [S.l.]: IEEE, 2006: 1-7.

- [11] ANUNCIADA V, SILVA M M. New constant frequency current-mode control for power converters, stable for all values of duty ratio, and usable in all four quadrants[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1990, 37(4): 323-325.

编辑 漆蓉

(上接第527页)

- [7] KEERSTHI S S. Efficient tuning of SVM hyper-parameters using radius/margin bound and iterative algorithms[J]. IEEE Trans on Neural Networks, 2002, 13(5): 1225-1229.
- [8] CLERC M, KENNEDY J. The particle swarm-explosion, stability, and convergence in a multidimensional complex space[J]. IEEE Transactions on Evolutionary Computation, 2002, 6(1): 58-73.

- [9] VALENTINI G. An experimental bias-variance analysis of SVM ensembles based on resampling techniques[J]. IEEE Trans on Systems, Man, and Cybernetics-PART B: Cybernetics, 2005, 35(6): 1252-1271.
- [10] KEERTHI S S, LIN C J. Asymptotic behaviors of support vector machines with Gaussian kernel[J]. Neural Computation, 2003, 15(7): 1667-1689.

编辑 张俊

(上接第541页)

- [6] JIAO Li-cheng. Intelligent signal processing for communications[M]. Beijing: Publish House of Electrical Industry, 2006.
- [7] CONRU C, DJUROVIC I, IOANA C, et al. Time-frequency detection using Gabor filter bank and viterbi based grouping algorithm[C]//Proceeding of Acoustics, Speech and Signal Processing. Philadelphia: IEEE, 2005.
- [8] MANFRED M, HARTMAN N. Wireless multi-carrier communications via multi-pulse Gabor riesz bases[J]. EURASIP Journal on Applied Signal Processing, 2006, 2006: 96-96.

- [9] HACIB T, MEKIDECHE M R, FERKHA N, et al. Application of a radial basis function neural network for the inverse electromagnetic problem of parameter identification [C]//Proceeding of IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Vigo, Spain: IEEE, 2007.
- [10] KLEIN A, KALEH G K, BAIER P W. Zero forcing and minimum mean-square-error equalization for multiuser detection in code-division multiple-access channels[J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 1996, 2(45): 276-287.

编辑 税红