

## 比例积分滑模控制 Buck 变换器分析与实现

张黎<sup>1,2</sup>, 丘水生<sup>1</sup>

(1.华南理工大学, 广东 广州 510640; 2.重庆通信学院, 重庆 400035)

**摘要:**分析了采用比例积分滑模控制方案的 Buck 变换器, 其中包括切换面参数的选取、到达条件的证明和稳定性分析。实验结果表明, 相对于传统的 PWM 控制方式, 比例积分滑模控制方法可有效改善系统动态特性和增强其对外部大负载干扰的稳定鲁棒性。

**关键词:**变换器/比例积分; 滑模控制; 鲁棒性

**中图分类号:** TM46

**文献标识码:** A

**文章编号:** 1000-100X(2005)02-0026-03

### Analysis and Implementation of Buck Converter with Proportional-integral Sliding Mode Control

ZHANG Li<sup>1,2</sup>, QIU Shui-Sheng<sup>1</sup>

(1.South China University of Technology, Guangzhou 510640, China;

2.Chongqing Communication Institute, Chongqing 400035, China)

**Abstract:**Buck converter employing proportional-integral sliding mode control is investigated, including the selection of the switch surface parameters, certification of the reachable condition and analysis of stability. Experimental results show the proportional-integral sliding mode control possessed of a better dynamic performance and improved robustness to the external large perturbations compared with the conventional PWM control method.

**Key words:**converter/proportional-integral; sliding mode control; robustness

**Foundation Project:**Supported by National Natural Science Foundation of China(No.60372004)

## 1 引言

与传统 PWM 控制方式的开关变换器相比, 滑模控制方式的开关变换器具有良好的动态特性、鲁棒性以及电源和负载大范围变化时能保持系统稳定性等优点<sup>[1]</sup>。多种滑模控制方式已用于控制 DC/DC 开关变换器<sup>[2-3]</sup>, 但因滑模控制方式要求全状态变量反馈, 且需相应的基准参考量, 故增加了电路设计的复杂性。因此, 常见的滑模控制方式大多停留在理论分析和仿真阶段。文献[4]提出的滑模控制方案只能工作在额定负载情况下, 对负载扰动不具有鲁棒性。

文献[5]提出将传统的比例积分校正与滑模控制结合起来实现对开关变换器的双环控制策略。其中, 外环为电压环, 采用 PI 控制实现对输出电压的校正; 内环为电流环, 采用滑模控制。由于外环 PI 调节器的输出作为内环滑模控制的参考基准, 无需求取电流滑模基准, 因此提高了控制方案的实用性, 但文中缺少严格的滑模存在条件及稳定性分析和实验验证。

本文对比例积分滑模控制 Buck 变换器进行了

理论分析, 并在此基础上制作了实验样机。实验结果表明, 该方案可以提高开关变换器的动态特性和稳定鲁棒性。

## 2 比例积分滑模控制方法分析

### 2.1 Buck 变换器的变结构模型

图 1 示出 Buck 变换器的电路结构图。在电感电流连续时, 根据开关位置的不同, 具有两种电路结构, 每种电路结构具有唯一的

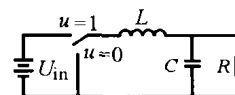


图 1 Buck 变换器电路结构图

平衡点。其变结构标准化模型为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = u - x_2 \\ \dot{x}_2 = x_1 - \frac{x_2}{R} \end{cases} \quad (1)$$

$$\text{式中 } x_1 = \frac{i_L}{U_m \sqrt{CL}} \quad x_2 = \frac{u_C}{U_m} \quad R = R_L \sqrt{C/L} \quad t = \tau \sqrt{LC}$$

$i_L, u_C$ ——电感电流和电容电压  $U_m$ ——直流输入电压  
 $u$ ——为控制输入决定的开关位置,  $u \in \{0, 1\}$

$L, C, R_L$ ——电感、电容和负载电阻

### 2.2 比例积分滑模控制方案

比例积分滑模控制将传统的线性控制与滑模控制相结合, 采用双环控制方式解决滑模控制变换器中出现的稳态误差和电流基准难以测量等问题。图

基金项目:国家自然科学基金项目(60372004)

定稿日期:2004-09-01

作者简介:张黎(1973-),男,重庆市人,博士生,讲师,研究方向为非线性电路、系统与功率电子学。

2示出具体的控制结构。内环为电流环,采用滑模控制方式,具有快速的动态响应特性,用以保证  $i_L$  跟踪电流基准;外环为电压环,采用传统的比例积分调节器,保持输出电压  $u_o$  恒定。外环的输出作为内环滑模控制的电流基准,其滑模切换面函数可描述为:

$$\sigma(x) = k_1 x_1 + k_p(x_2 - x_{2d}) + k_i \int (x_2 - x_{2d}) dt = 0 \quad (2)$$

式中  $x_{2d}$ ——期望电压

外环 PI 校正使得系统在负载变化时能够保持  $u_o$  稳定,其中的积分项可用来消除  $u_o$  的稳态误差。

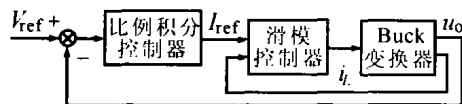


图2 比例积分滑模控制 Buck 变换器框图

(1) 切换面吸引性分析

如式(2)所示,要保证实现滑模控制,必须使比例积分滑模控制切换面具有可到达性。考虑下述控制作用为:

$$u = \begin{cases} 0 & \sigma(x) > 0 \\ 1 & \sigma(x) < 0 \end{cases} \quad (3)$$

对由式(1)确定的系统,当  $\sigma(x) > 0, u=0$  时,系统的平衡点为  $(0,0)$ ;由式(2)可知,当  $x_1 \rightarrow 0, x_2 \rightarrow 0$  时,  $\sigma(x) \rightarrow -k_p x_{2d} - k_i \int x_{2d} dt$ , 此时  $x_{2d} > 0$ , 只要满足切换面系数  $k_i > 0$ , 则  $\sigma(x)$  最终将变为负。当  $\sigma(x) < 0, u=1$  时,系统的平衡点为  $(\frac{1}{R}, 1)$ ;由式(2)可知,当  $x_1 \rightarrow \frac{1}{R}, x_2 \rightarrow 1$  时,  $\sigma(x) \rightarrow k_1 + k_p(1 - x_{2d}) + k_i \int (1 - x_{2d}) dt$ , 此时  $0 < x_{2d} < 1$ 。如果  $k_i > 0$ , 则可保证  $\sigma(x)$  最终为正,从而确保工作点到达切换面。由上述分析可知,只要满足  $k_i > 0$  条件, 状态空间中的任意工作点都可在式(3)的控制作用下到达式(2)确定的切换面,即切换面具有可到达性。

(2) 稳定性分析

将式(1)中的  $u$  看作占空比,则该模型等效为变换器的平均状态空间模型<sup>[4]</sup>。由式(1)可得平均等效平衡点  $(\bar{x}_1, \bar{x}_2) = (\frac{\bar{u}}{R}, \bar{u})$ , 其中  $\bar{u}$  为占空比。当  $\bar{u} = x_{2d}$  时, Buck 变换器将输出稳定的  $x_{2d}$ , 相应的平均电感电流为  $x_1 = \frac{x_{2d}}{R}$ 。由  $\sigma(x) = 0$  可求得滑模等效控制为:

$$u_{eq} = \frac{k_1 x_2 - k_p x_1 + \frac{k_p}{R} x_2 - k_i (x_2 - x_{2d})}{k_1} \quad (4)$$

由滑模区域存在的充分必要条件可知,只要滑模等效控制满足  $0 < u_{eq} < 1$ , 则在切换面上一定存在滑模区域。将此条件用于式(4)可得表示滑模区域

的不等式为:

$$0 < k_1 x_2 - k_p x_1 + \frac{k_p}{R} x_2 - k_i (x_2 - x_{2d}) < k_1 \quad (5)$$

由式(5)可知,只要  $k_i > 0$ , 平衡点就位于滑模区内,将式(4)代入式(1)可得等效滑模控制  $u_{eq}$  作用下 Buck 变换器的空间状态平均模型为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{k_p}{k_1} x_1 + \frac{k_p}{k_1 R} x_2 - \frac{k_i}{k_1} (x_2 - x_{2d}) \\ \dot{x}_2 = x_1 - \frac{x_2}{R} \end{cases} \quad (6)$$

在平衡点  $(\frac{x_{2d}}{R}, x_{2d})$  处线性化,可得到系统的线性化小信号模型为:

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{x}}_1 \\ \dot{\hat{x}}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{k_p}{k_1} & \frac{k_p}{k_1 R} - \frac{k_i}{k_1} \\ 1 & -\frac{1}{R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} \quad (7)$$

式(7)的系统特征方程为  $s^2 + (\frac{k_p}{k_1} + \frac{1}{R})s + \frac{k_i}{k_1} = 0$ 。根据李雅普诺夫稳定性理论,系统渐近稳定的充要条件为所有特征值必须具有负实部,由此可得切换面参数必须满足下列不等式组,即:

$$\begin{cases} \frac{k_i}{k_1} > 0 \\ \frac{k_p}{k_1} + \frac{1}{R} > 0 \end{cases} \quad (8)$$

综合式(5)和式(8)可得比例积分滑模控制 Buck 变换器的滑模区域,以及小信号扰动时系统渐近稳定于平衡点切换面系数所要满足的条件。

### 3 实验结果

为了证实比例积分滑模控制方案的可行性,制作了实验样机。图3示出样机电路结构原理框图。其中,LM339 用来设定滞环宽度,以保证开关频率  $f_s$  不会无限增高,额定条件下的  $f_s = 100\text{kHz}$ 。具体的电路参数:  $U_m = 12\text{V}, L = 0.2\text{mH}, C = 470\mu\text{F}, R_1 = 2.5\Omega, u_o = 5\text{V}$ , 额定的输出电流  $i_o = 2\text{A}$ 。

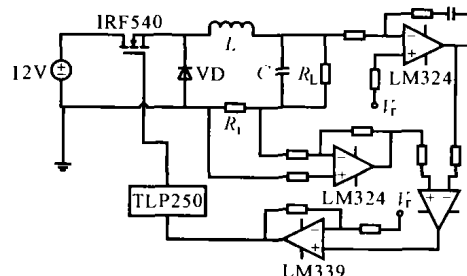


图3 电路原理框图

根据连续导电模式下 Buck 变换器电感的计算公式:  $L = \frac{T_{on}(U_{in} - u_o)}{\Delta i_L}$  ( $\Delta i_L$  为允许电感电流变化量)。

输出滤波电容  $C_F = \frac{u_o}{8Lf\Delta u_o} \left( 1 - \frac{u_o}{U_m} \right)$ 。

图 4 示出所得  $u_o$  和  $i_L$  波形。图 4b 示出启动时  $u_o$  过冲仅为 2V, 稳定时间约为 30ms 时的波形。图 4c 示出当负载从  $2.5\Omega$  突变成  $10\Omega$ ,  $u_o$  的调节时间为 13ms 时的波形。图 4d 示出当  $U_m=12V$  突变到  $U_m=20V$  时的波形, 由其可见,  $u_o$  几乎不受影响。上述结果表明, 比例积分滑模控制能有效改善变换器的动态性能, 对于  $U_m$  和负载大信号扰动具有良好的鲁棒性。在额定负载时, 实验样机的效率达到 93%。

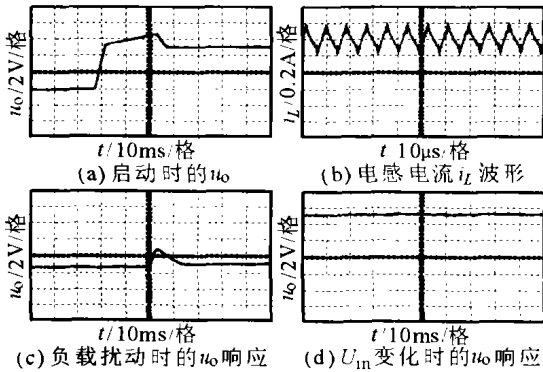


图 4 不同条件下的输出电压  $u_o$  和电感电流  $i_L$  波形

## 4 结论

分析了比例积分滑模控制 Buck 变换器切换面参数的选择条件、可到达性和滑模的存在及稳定性等。引入比例积分补偿网络后, 可使滑模控制对输出

(上接第 25 页) 采用最小损耗的直接转矩控制方式的  $P_{Cu}$ ,  $P_{Fe}$  和  $P_L$  实验测量计算值。

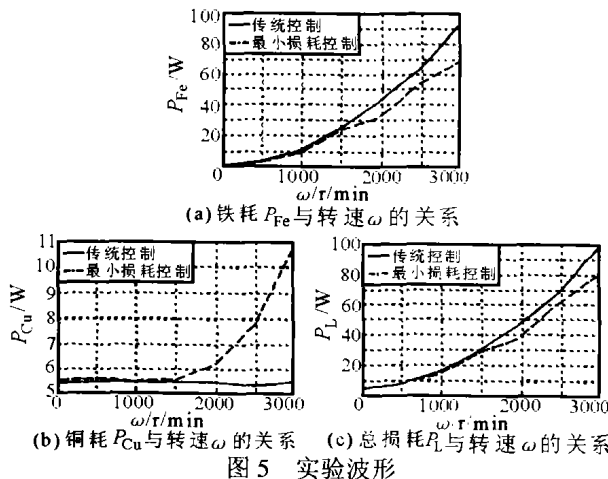


图 5 实验波形

由实验计算结果可见, 与采用传统的直接转矩控制方式相比, 采用最小损耗的直接转矩控制方式将会使  $P_{Cu}$  增加,  $P_{Fe}$  下降, 由于  $P_{Cu}$  的增加幅度小于  $P_{Fe}$  的减少幅度, 所以  $P_L$  仍能获得有效减小, 尤其在高速时,  $P_{Fe}$  的减少更明显, 并且它也证明了仿真结果的正确性。考虑到简化系统运算和提高运算效率, 实验时在低速范围采用传统的直接转矩控制方式; 在高速范围采用最小损耗的直接转矩控制方式。本

负载变化具有良好的鲁棒性, 简化了电路的实现。若采用恒定宽度的滞环来限制开关频率时, 该方案可等效为电流滞环 PWM 控制, 这为电流滞环 PWM 控制变换器提供了一种滑模变结构的分析方法。但该方法也存在开关频率受外部输入的影响不固定以及引入的积分环节将影响系统稳定性等一些不足。因此, 滑模切换面参数如何影响系统的动态性能将是下一步研究的目标。

## 参考文献

- [1] D Cortes, J Alvarez. Robust Sliding Mode Control for the Boost Converter [A]. In Proceedings of CIEP [C]. Guadaiajara, Mexico, 2002: 208~212.
- [2] R Venkataraman, A Sabanovic, S Cuk. Sliding-mode Control of DC-to-DC Converters [A]. In Proceedings of IECON '85 [C]. San Francisco, 1985: 251~258.
- [3] H Sira-Ramirez. Sliding Motions in Switched Bilinear Networks [J]. IEEE Trans. on Circuit and Systems, 1987, 34(8): 919~923.
- [4] 周宇飞, 丘水生. 开关变换器的时变滑模控制方法研究 [J]. 电力电子技术, 2000, 34(4): 22~25.
- [5] R Giral, L Martinez. Compensating Networks for Sliding-mode Control [A]. In Proceedings of ISCAS [C]. 1995: 2055~2058.

文在电机速度小于  $1kr/min$  时, 采用传统的直接转矩控制方式; 在电机速度大于  $1kr/min$  时, 采用最小损耗的直接转矩控制方式。

## 5 结论

通过建立永磁同步电机的损耗模型实现了永磁同步电机直接转矩控制方式下的最小损耗控制。通过仿真和实验计算证明了采用最小损耗的直接转矩控制方式可减小系统损耗, 提高永磁同步电机的运行效率, 为永磁同步电机的应用奠定了良好的基础。

## 参考文献

- [1] Shigeo Morimoto, Yi Tong, Yoji Takeda, et al. Loss Minimization Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Drives [J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 1994, 41(5): 511~517.
- [2] 唐任远. 现代永磁电机理论与设计 [M]. 北京: 机械工业出版社, 1997.
- [3] 黄科. 永磁同步电动机之效率改善 [D]. 台湾科技大学 [硕士论文], 2003.
- [4] Zhong L, Rahman M F, Hu Y W, et al. Analysis of Direct Torque Control in Permanent Magnet Synchronous Motor Drives [J]. IEEE Trans. on PE, 1997, 12(3): 528~535.