

# BUCK 电路间接电容电流控制数字算法研究

李 航, 张昆仑

(西南交通大学电气工程学院磁浮技术与磁浮列车教育部重点实验室, 成都 610031)

**摘要:**  $V^2$  控制 BUCK 变换器拥有快速的负载响应速度, 但是  $V^2$  控制正确工作需要大寄生电阻的电容, 在数字  $V^2$  控制中也同样存在相同的问题。首先分析了  $V^2$  控制技术的不足, 然后提出了一种能够在不依赖寄生电阻参数也能正常工作的基础上拥有同样快速负载响应速度的 BUCK 电路数字控制算法, 并研究了此种算法的稳定性问题。最后通过仿真与实验验证了算法的正确性。

**关键词:** BUCK 电路; 数字控制技术; 大寄生电阻电容; 稳定性

## Indirect Capacitor Current Digital Control for Buck Converter

LI Hang, ZHANG Kunlun

(Key Laboratory of Magnetic Suspension Technology and Maglev Vehicle, Ministry of Education,  
School of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China)

**Abstract:**  $V^2$  controlled buck converter has fast load transient response, but, digital  $V^2$  control method as well as  $V^2$  control method, work correctly rely on large ESR capacitor. Firstly, the drawbacks of  $V^2$  control method is analyzed, Then a new digital algorithm in buck converter without large ESR capacitor is proposed and studied, which have the same fast load transient response compare with  $V^2$  control method. Finally the stability is analyzed in this digital algorithm, and its validity is verified by simulation and experiment.

**Keywords:** BUCK converter; digital control technique; large ESR capacitor; stability

开关电源应用在通讯、计算机、自动化、军事、工业和农业等各个领域, 在电子行业中一直扮演着重要的角色。数字开关电源是利用数字器件实现电源的反馈-控制电路, 相比传统的模拟控制开关电源, 其主要有集成度很高、可随时更改各种算法而不需要更改硬件电路、外围器件少以及由器件误差、老化(包括模拟器件的精度)、温度影响、漂移带来的影响较小等优点。而随着集成电路技术的飞速发展, 数字信号处理器 DSP(digital signal processing)、现场可编程门阵列 FPGA(field-programmable gate array)等微处理器以及模数转换 ADC(analog-to-digital converter)芯片的性价比越来越高, 使得数字开关电源的高频化和低成本化成为了可能, 同时, 也对数字开关电源的控制算法提出了更高的性能要求。

无论是数字控制还是模拟控制, 控制技术的原理都是相同的。控制技术可分为纹波控制与非纹波控制<sup>[1]</sup>, 其中, 非纹波控制类的负载响应速度较慢<sup>[1-5]</sup>; 在纹波控制中,  $V^2$  控制的负载响应速度最快<sup>[6-8]</sup>。但  $V^2$  控制正常工作的前提是要求输出电压纹波是高度线性的, 否则  $V^2$  控制方式不能正常工作<sup>[9-10]</sup>。

本文首先对  $V^2$  控制的不足进行简要的介绍与分析; 然后提出了一种新的基于 BUCK 电路的数字算法, 对控制算法进行详细的推导分析, 得出基于不同调制方式(后缘调制、前缘调制、三角后缘调制和三角前缘调制)下的算法表达式, 这种算法不依赖电容寄生电阻参数, 并且拥有非常快的负载响应速度; 最后研究了此算法的稳定性问题并通过仿真与实验验证了算法的正确性。

### 1 $V^2$ 控制的不足

BUCK 变换器输出电压为

$$V_o = V_{OESR} + V_{OIC} \quad (1)$$

式中: $V_{OESR}$  为输出电容寄生电阻产生的压降; $V_{OIC}$  为输出电容上的压降。输出电压的纹波由两者的纹波共同决定, $V_{OESR}$  与  $V_{OIC}$  的纹波可表示为

$$\Delta V_{OESR} = \Delta i_L R_{ESR} \quad (2)$$

$$\Delta V_{OIC} = \frac{\Delta i_L T_s}{8C} \quad (3)$$

式中: $\Delta i_L$  为电感纹波; $R_{ESR}$  为输出电容寄生电阻; $T_s$  为 BUCK 变换器的开关周期; $C$  为输出电容。

输出电容阻抗为

$$Z_C = R_{ESR} + \frac{1}{j\omega C} \quad (4)$$

式(4)说明,由于输出电容阻抗中虚部的存在,使得电感电流相对输出电压有一定的相位延迟,而相位延迟的程度取决于电容  $C$  的大小。

由式(1)~式(4)可知,只有当输出电压  $V_o$  由  $\Delta V_{OESR}$  主导时,输出电压可认为是线性的,且与电感电流成比例同步增减,其比值约等于寄生电阻  $R_{ESR}$ 。而输出电压  $V_o$  是否由  $\Delta V_{OESR}$  主导,可由  $\Delta V_{OIC}$  与  $\Delta V_{OESR}$  的比值  $r$  来决定,即

$$r = \frac{\Delta V_{OIC}}{\Delta V_{OESR}} = \frac{T_s}{8R_{ESR}C} \quad (5)$$

由式(5)可知,只有当电容很大或者电容有很高的 ESR 值时,输出电压  $V_o$  才能由  $\Delta V_{OESR}$  主导。在开关周期确定的情况下, $r$  随着  $R_{ESR}C$  的增大而减小。以开关频率 50 kHz、电容参数 500  $\mu$ F,ESR 分别为 40 m $\Omega$ 、20 m $\Omega$  的数字开关电源为例进行控制,对应的  $r$  分别为 0.312 5、0.625,其结果如图 1 所示。由图 1 可见,当  $r$  较大时,电容纹波对输出电压的影响不可忽略,此时将对系统稳定性造成严重影响。

式(4)中的相位延迟随着  $R_{ESR}C$  的增大而减小,即随着  $r$  的增大而减小,过大的相位延迟会导致  $V^2$  控制产生如图 1(b)所示脉冲簇发现象<sup>[9]</sup>。虽然增大  $R_{ESR}C$  能解决脉冲簇发的问题,然而增大  $R_{ESR}$  将使得输出电压纹波变大,而增大  $C$  将增加电路的成本

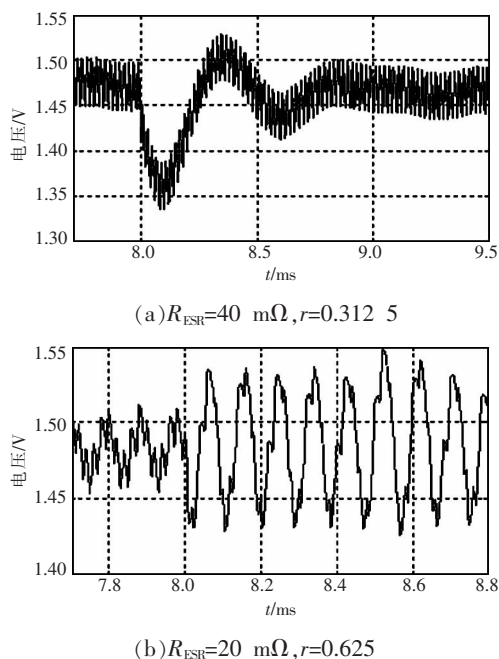


图 1 不同 ESR 下数字  $V^2$  控制效果

Fig.1 Effect of digital  $V^2$  control with different ESR 与体积,并且过大的  $R_{ESR}C$  也会导致  $V^2$  控制的动态性能下降<sup>[2]</sup>。

### 2 算法分析

数字控制 BUCK 变换器典型电路如图 2 所示,其反馈-控制电路主要由 3 大模块组成:①ADC 采样单元,是将输出电压  $V_o$  转换为数字信号;②D-PID 单元,是将 ADC 采样所得的输出电压与预先存储的参考电压  $V_{dref}$  进行处理得到误差信号;③DPWM 单元,是利用误差信号  $V_s$  与输出电压  $V_o$ ,通过一定的算法计算得到占空比,输出相应的时间的高、低电平来控制开关管的通断。

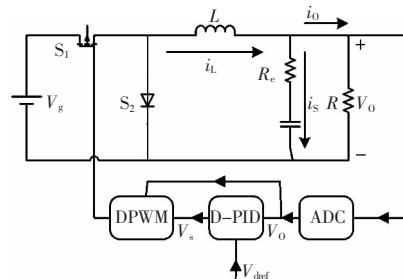
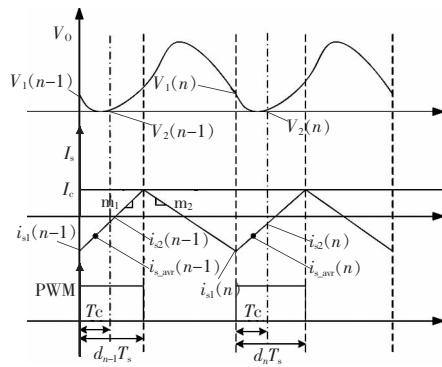
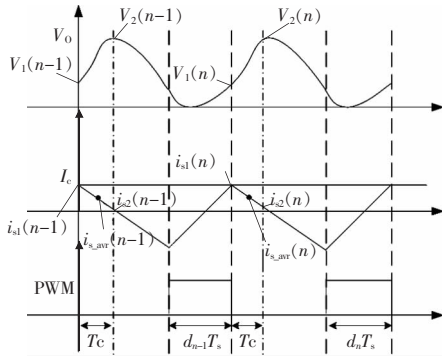


图 2 数字控制 BUCK 变换器典型电路  
Fig.2 Typical circuit of digitally controlled BUCK converter

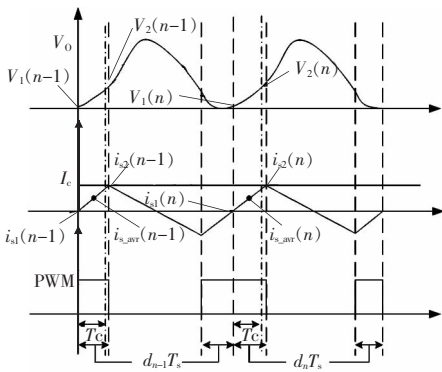
图 3 所示为在不同调制方式下间接电容电流控制的稳态波形。由图可见当电容 ESR 很小时,输出电压纹波中电容纹波的影响无法忽略,输出电压呈现出非线性波形。以图 3(a)后缘调制为例来分析间接电容电流的控制算法。图中,自上而上分别为输出电压  $V_o$ 、电容电流波形  $I_s$  与 D-PID 输出的误差信号  $I_c$  和产生 PWM 波的波形。后缘调制方式下,在每个开关周期的开始开关管导通,此时采样得到输出电压  $V_1(n-1)$ ,经过一定的时间间隔  $T_c$  后再次采样输出电压,得到采样值  $V_2(n-1)$ 。



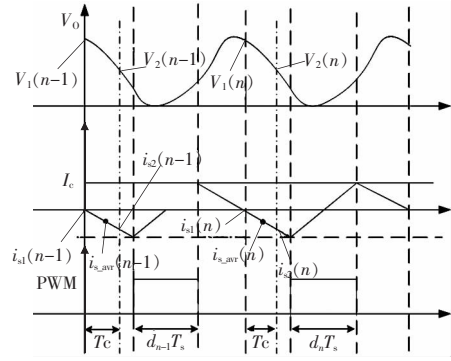
(a) 后缘调制



(b) 前缘调制



(c) 三角后缘调制



(d) 三角前缘调制

图 3 间接电容电流控制波形

Fig.3 Waveforms of indirect capacitor current control

在电感电流连续模式下,电感电流  $i_L$  可看做是由直流分量  $i_0$  与交流分量  $i_s$  相加和,即

$$i_L = i_0 + i_s \quad (6)$$

由于电容 ESR 值很小,因此电容  $C$  支路在开关频率段的阻抗远小于负载  $R$  支路,可认为电感电流的交流分量  $i_s$  由输出电容  $C$  支路吸收,直流分量  $i_0$  供给负载  $R$  支路。则  $V_o$  与  $i_s$  的关系为

$$V_o = \frac{1}{C} \int i_s dt + i_s R_{ESR} \quad (7)$$

在采样时刻,有

$$V_1(n-1) = \frac{1}{C} \int i_{s1}(n-1) dt + i_{s1}(n-1) R_{ESR} \quad (8)$$

$$V_2(n-1) = \frac{1}{C} \int i_{s2}(n-1) dt + i_{s2}(n-1) R_{ESR} \quad (9)$$

则

$$V_2(n-1) - V_1(n-1) = \frac{1}{2C} (i_{s2}(n-1) + i_{s1}(n-1)) T_c +$$

$$(i_{s2}(n-1) - i_{s1}(n-1)) R_{ESR} \quad (10)$$

因  $i_s$  与  $i_L$  的上升和下降斜率相同,而  $i_L$  的上升、下降斜率在主电路确定的情况下已知,则  $i_L$  的上升、下降斜率分别为

$$m_1 = \frac{V_g - V_o}{L} \quad (11)$$

$$m_2 = \frac{V_o}{L} \quad (12)$$

由式(11)可得

$$i_{s2}(n-1) - i_{s1}(n-1) = m_1 T_c = \frac{V_g - V_o}{L} T_c \quad (13)$$

设  $i_{s,avg}(n-1)$  为  $i_{s1}(n-1)$  与  $i_{s2}(n-1)$  的中点,在

开关导通的  $d_n T_s$  时间里,电感电流的交流分量  $i_s$  为一条上升的直线,所以有

$$i_{s\_avg}(n-1) = \frac{i_{s2}(n-1) - i_{s1}(n-1)}{2} \quad (14)$$

结合式(10)、式(13)、式(14)可得

$$i_{s\_avg}(n-1) = C \left( \frac{V_2(n-1) - V_1(n-1)}{T_c} - m_1 R_{ESR} \right) \quad (15)$$

由图3(a)可知

$$I_C = i_{s\_avg}(n-1) + m_1 \left( d_n T_s - \frac{T_c}{2} \right) \quad (16)$$

联立式(15)、式(16),可得改进算法后缘调制占空比  $d_{tra}$  为

$$d_{tra}(n-1) = \frac{T_c I_C - C(V_2(n-1) - V_1(n-1))}{m_1 T_c T_s} + \frac{T_c + 2CR_{ESR}}{2T_s} \quad (17)$$

同理,由图3(b)得到前缘调制占空比  $d_{lea}$  为

$$d_{lea}(n-1) = \frac{T_c I_C - C(V_2(n-1) - V_1(n-1))}{(m_1 + m_2) T_c T_s} - \frac{m_2 [2CR_{ESR} - T_s] + T_c}{2(m_1 + m_2) T_s} \quad (18)$$

由图3(c)可得三角后缘调制占空比  $d_{lea\Delta}$  为

$$d_{lea\Delta}(n-1) = 2 \frac{T_c I_C - C(V_2(n-1) - V_1(n-1))}{m_1 T_c T_s} + \frac{T_c + 2CR_{ESR}}{T_s} \quad (19)$$

由图3(d)可得三角后缘调制占空比  $d_{lea\Delta}$  为

$$d_{lea\Delta}(n-1) = 2 \frac{T_c I_C - C(V_2(n-1) - V_1(n-1))}{(2m_1 + m_2) T_c T_s} - \frac{m_2 [2CR_{ESR} + T_c - T_s]}{(2m_1 + m_2) T_s} \quad (20)$$

### 3 稳定性分析

CCM 模式下,当占空比大于 0.5 时,电流控制与  $V^2$  控制数字系统都会产生次谐波振荡问题<sup>[11-12]</sup>。间接电容电流控制是利用输出电压计算出在某一时刻的电容电流信息  $i_{s\_avg}$ , 利用电容电流纹波进行控制,因此有必要探讨 2 个问题:一是输出电压的扰动是否会传递到  $i_{s\_avg}$ ; 二是当扰动传递到  $i_{s\_avg}$  时的系统稳定性问题。

以后缘调制为例进行分析。设在稳态时,第  $n-1$  个周期的开关导通时刻为  $t_1$ , 此时的电压为  $V_1$ , 经过  $T_c$  时间后的  $t_2$  时刻电压为  $V_2$ , 当  $t_1$  时刻有扰动  $\hat{v}_1(n-1)$  出现时,采样值  $V_1(n-1) = V_1 + \hat{v}_1(n-1)$ 。若扰动  $\hat{v}_1(n-1)$  持续时间大于等于  $T_c$ , 则在  $t_2$  时刻采样所得电压  $V_2(n-1) = V_2 + \hat{v}_1(n-1)$ , 此时  $V_2(n-1) - V_1(n-1) = V_2 - V_1$ , 扰动不会传递到  $i_{s\_avg}$  上; 若扰动  $\hat{v}_1(n-1)$  持续时间小于  $T_c$ , 或在  $t_2$  时刻产生新扰动  $V_2(n-1)$ , 则有

$$V_2(n-1) - V_1(n-1) = V_2 - V_1 + \Delta V(n-1) \neq V_2 - V_1 \quad (21)$$

由式(15)知

$$\hat{i}_{s\_avg}(n-1) = C \left( \frac{\Delta V(n-1)}{T_c} - m_1 R_{ESR} \right) \quad (22)$$

此时,若  $\frac{\Delta V(n-1)}{T_c} = m_1 R_{ESR}$ , 则  $\hat{i}_{s\_avg}(n-1)$  仍为 0, 扰动不会传递到  $i_{s\_avg}$  上。只有当  $\frac{\Delta V(n-1)}{T_c} \neq m_1 R_{ESR}$  时,  $\hat{i}_{s\_avg}(n-1) \neq 0$ , 输出电压上的扰动会传递到  $i_{s\_avg}$  上, 此时需要对系统的稳定性进行分析。

当满足条件出现扰动  $\hat{i}_{s\_avg}(n-1)$  后, 会使得占空比变动为  $\hat{d}$ , 即

$$\hat{d} = d_{n-1} - D = - \frac{\hat{i}_{s\_avg}(n-1)}{m_1 T_s} \quad (23)$$

由图3(a)可知

$$i_{s\_avg}(n) = i_{s\_avg}(n-1) + m_1 \left( d_{n-1} T_s - \frac{T_c}{2} \right) + m_2 d_{n-1} T_s + m_1 \frac{T_c}{2} \quad (24)$$

因此,当扰动致使  $\hat{i}_{s\_avg}(n-1)$  出现后,间接电流控制与改进型  $V^2$  控制<sup>[12]</sup>情况完全类似,可直接使用文献[12]中的结论;当扰动传递到电容电流上时,后缘调制在占空比大于 0.5 时不稳定,三角后缘调制在整个占空比区间都不稳定,前缘调制与三角前缘调制始终稳定。若使算法稳定,则需要加入数字斜坡补偿。在后缘调制间接电容电流峰值控制中,只需斜坡斜率满足

$$m_c > \frac{m_2 - m_1}{2} \tag{25}$$

在三角后缘调制中,只需斜坡斜率满足

$$m_c > m_2 \tag{26}$$

即可避免次谐波振荡问题的产生。

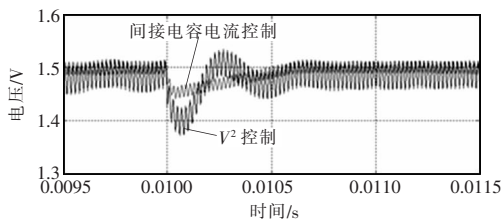
### 4 仿真与实验

选取仿真电路参数  $V_i=5\text{ V}, V_o=1.5\text{ V}, T=20\text{ }\mu\text{s}, L=20\text{ }\mu\text{H}, C=500\text{ }\mu\text{F}, R_{\text{ESR}}=18\text{ m}\Omega$ , 12 位理想 ADC。以后缘调制为例研究负载变化,即  $I_o:1\text{ A}\rightarrow 2\text{ A}, I_o:2\text{ A}\rightarrow 1\text{ A}$  时算法的表现。

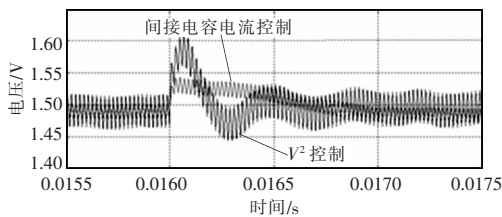
由第 2 节的分析与仿真结果可知,当输出电容  $C=500\text{ }\mu\text{F}$ , 电容寄生电阻  $R_{\text{ESR}}$  小于等于  $20\text{ m}\Omega$  时,  $V^2$  控制不能正常工作。图 4 为  $R_{\text{ESR}}=18\text{ m}\Omega$  时的间接电容电流控制算法与  $R_{\text{ESR}}=40\text{ m}\Omega$  时的  $V^2$  控制算法在负载变化时的仿真波形。

仿真结果说明,在  $R_{\text{ESR}}=18\text{ m}\Omega$  时,间接电容电流控制算法能正确控制,且有很快的负载响应速度。

选取仿真电路参数  $V_i=5\text{ V}, V_o=3\text{ V}, L=40\text{ }\mu\text{H}, C=500\text{ }\mu\text{F}, T=20\text{ }\mu\text{s}, R_{\text{ESR}}=10\text{ m}\Omega$ 。此时 Buck 电路的 PWM 波占空比大于 0.5, 采用后缘调制方式验证算法稳定性。算法在加入斜坡补偿前后输出电压的仿真结果如图 5 所示,结果说明在占空比大于 0.5 时



(a) 负载加重 ( $I_o:1\text{ A}\rightarrow 2\text{ A}$ )

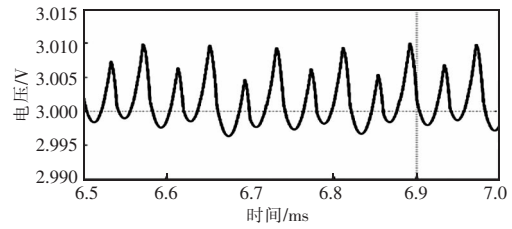


(b) 负载减轻 ( $I_o:2\text{ A}\rightarrow 1\text{ A}$ )

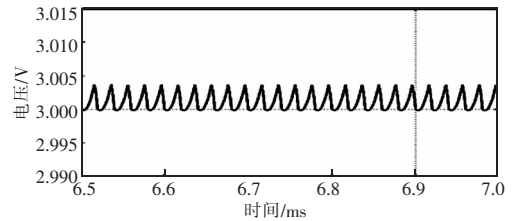
图 4 负载变化仿真波形

Fig.4 Output voltage simulation waveforms when load transform

需加斜坡补偿控制算法才能稳定。



(a) 未加斜坡补偿

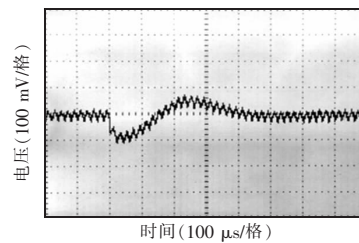


(b) 加入斜坡补偿

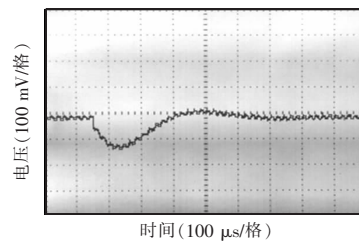
图 5 占空比大于 0.5 时输出电压仿真波形

Fig.5 Output voltage simulation waveforms while  $D>0.5$

制作实验电路板, 参数  $V_i=5\text{ V}, V_o=1.5\text{ V}, L=20\text{ }\mu\text{H}, C=500\text{ }\mu\text{F}, T=20\text{ }\mu\text{s}$ , ADC 芯片采用 TI 公司的 ADS805, 12 位串行模数转换芯片, 转换速率  $20\text{ MS-PS}$ , 控制芯片采用 TI 公司的 TMS320F2810 数字信号处理器, 主频  $150\text{ MHz}$ 。负载变化时 ( $I_o:1\text{ A}\rightarrow 2\text{ A}$ )  $V^2$  控制 ( $R_{\text{ESR}}=40\text{ m}\Omega$ ) 与间接电容电流控制 ( $R_{\text{ESR}}=18\text{ m}\Omega$ ) 的实验结果如图 6 所示。由于输入端电源



(a)  $V^2$  控制算法



(b) 间接电容电流控制算法

图 6 负载加重实验波形

Fig.6 Output voltage experimental waveforms when load transform

并非绝对理想以及 ADC 的精度限制,实验波形与仿真波形不完全相同,但并不影响对算法正确性的验证。由结果可看出,间接电容电流控制算法负载响应速度同样很快,且纹波很小。

## 5 结语

$V^2$  控制虽然具有快速的负载响应速度,但依赖电容寄生电阻来表现电感纹波。本文首先讨论了这种控制方法的不足;然后提出一种通过采样计算输出电压来体现电感电流纹波的方法,此方法不要求输出电压波形高度线性化,因此这种方法能在同样具有快速负载响应的基础上,去除对电容寄生电阻值的依赖;最后分析了算法的稳定性问题,仿真和实验验证了算法的正确性。

### 参考文献:

- [1] 周国华,许建平. 开关变换器调制与控制技术综述[J]. 中国电机工程学报, 2014,34(6):815-831.  
Zhou Guohua, Xu Jianping. A review of modulation and control techniques for switching converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(6):815-831(in Chinese).
- [2] Mammano B R. Switching power supply topology: voltage mode vs. current mode[J]. Unitrode Design Note, 1994.
- [3] Tang W, Lee F C, Ridley R B. Small-signal modeling of average current-mode control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1993, 8(2):747-755.
- [4] 杨政,徐文尚,尚绍华,等. 单周期控制 Buck 变换器输入电压调整率改善策略[J]. 电源学报, 2013, 11(3):96-100.  
Yang Zheng, Xu Wenshang, Shang Shaohua. Line regulation improvement strategy for one-cycle controlled Buck converters[J]. Journal of Power Supply, 2013, 11(3):96-100 (in Chinese).
- [5] Ruzbehani M, Zhou Luowei, Wang Mingyu. A new approach in combining one-cycle controller and PID controller [C]//IEEE International Symposium on Industrial Electronics. IEEE, 2006,2:1173-1177.
- [6] Goder D, Pelletier W.  $V^2$  architecture provides ultra-fast transient response in switch power supplies [C]//Proceedings of High Frequency Power Conversion. Las Vegas, Nevada, 1996:19-23
- [7] 王凤岩,许建平,吴松荣. 开关电源  $V^2$  控制方法的研究[J]. 机车电传动, 2001(3):22-24.  
Wang Fengyan, Xu Jianping, Wu Songrong. Study on  $V^2$  control method of switching power supply[J]. Electric Drive for Locomotives, 2001(3):22-24(in Chinese).
- [8] 王凤岩,许建平,许峻峰.  $V^2$  控制 Buck 变换器分析[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(12):67-72.  
Wang Fengyan, Xu Jianping, Xu Junfeng. Modeling and analysis of  $V^2$  controlled Buck converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(12):67-72(in Chinese).
- [9] Sun Jian. Characterization and performance comparison of ripple-based control for voltage regulator modules[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(2):346-353.
- [10] Qu Song. Modeling and design considerations of  $V^2$  controlled buck regulator[C]//IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. Anaheim, California, IEEE, 2001:507-513.
- [11] Chen Jingquan, Prodic A, Erickson R, et al. Predictive digital current programmed control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(1):411-419.
- [12] Xu Jianping, Zhou Guohua, He Mingzhi. Improved digital peak voltage predictive control for switching DC-DC converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(8):3222-3229.



李航

### 作者简介:

李航(1991-),男,通信作者,硕士研究生,研究方向:开关电源数字控制技术研究,E-mail:307361210@qq.com。

张昆仑(1964-),男,博士,教授,研究方向:磁浮列车悬浮系统控制、直线电机牵引及其控制等,E-mail:1972058003@qq.com。