

前缘调制 Buck 型 DC-DC 变换器的周期借用数字电流控制

史 学, 魏廷存, 李 峰

(西北工业大学 计算机学院, 陕西 西安 710072)

摘 要: 为了解决数字电流控制环路带宽和硬件处理速度之间的矛盾, 提出了基于前缘调制 Buck 型 DC-DC 变换器的周期借用数字电流控制方法. 针对谷值、平均值和峰值电流控制方法分别建立了相应的控制律; 分析了它们可能存在的次谐波振荡, 并提出了相应的解决方案; 分析了周期借用数字电流控制变换器的鲁棒性. 仿真结果表明, 基于前缘调制的周期借用数字电流控制达到了与无拍差电流控制相同的瞬态响应性能, 同时更好地匹配了硬件处理速度.

关键词: 前缘调制; Buck 型 DC-DC 变换器; 次谐波振荡; 数字电流控制

中图分类号: TN4

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2013)06-0066-05

Digital Cycle-borrowing Current Control for Buck DC-DC Converters with Front-edge Modulation

SHI Xue, WEI Ting-cun, LI Feng

(School of Computer, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

Abstract: In this paper digital cycle-borrowing current control method for buck DC-DC converters with front-edge modulation is proposed to solve the contradiction between the processing speed of hardware and loop bandwidth in the current control mode. The corresponding control laws for the valley, average and peak current control methods have been established. The sub-harmonic oscillation possibly existed has been analyzed, and the corresponding solutions are provided. The robustness of buck DC-DC converters with digital cycle-borrowing current control is also given. The simulation results show that the digital cycle-borrowing current control for buck DC-DC converters with front-edge modulation achieved the same transient response performances as the no beat current control, and also it matched the hardware processing speed better.

Key words: front-edge modulation; buck DC-DC converter; sub-harmonic oscillation; digital current control

1 引言

在数字 DC-DC 开关变换器的设计中, 控制方法显著影响着系统的静态和瞬态性能. 数字 DC-DC 开关变换器通常采用单环电压控制和双环电流控制, 其中双环电流控制较单环电压控制在瞬态响应、过电流保护等方面具有更优越的性能, 因而被广泛采用.

文献[1]中提出了数字电流控制方法并获得了与模拟控制同等的系统性能, 但控制率较复杂. 文献

[2]中将锯齿波参考电流与电感电流进行比较, 简化了控制率但降低了瞬态性能. 文献[3]中提出了电流一单周期控制, 将电流控制延伸至双频 Buck DC-DC 变换器中. 基于无拍差控制原理, 文献[4-7]中对峰值、谷值和平均值电流控制进行了研究, 该方法留给占空比计算、更新的时间不足一个开关周期, 要求反馈环路的处理速度非常高. 文献[8-10]中提出了延迟电流控制, 虽然处理速度的要求得到了缓解但却降低了环路带宽. 文献[11]中引入了周期借用的概念, 解决了后缘调制下环路带宽和硬件响应速

收稿日期: 2012-08-18; 修回日期: 2012-10-12

基金项目: 陕西省科技统筹创新工程计划项目(2011KTCQ01-22)

度的矛盾,但是没有给出前缘调制的控制算法。

目前,DC-DC 开关变换器的开关频率已经至兆赫兹级,并继续向更高频率发展,从而提高了环路处理速度要求,增加了硬件成本,限制了无拍差电流控制的广泛应用。同时,具有低环路带宽特点的延迟电流控制也不适合未来的发展。本文针对基于前缘调制的 BUCK 型 DC-DC 变换器,提出具有高带宽低成本特点的周期借用数字电流控制方法,为高速数字 DC-DC 开关变换器提供了一种可行的控制方案。

2 周期借用数字电流控制

BUCK 型 DC-DC 变换器的整体结构如图 1 所示。数字控制器由数字补偿器、数字脉宽调制器(DPWM)和 A/D 转换器组成。其中数字补偿器为双环电流控制的补偿器,包括内环电流补偿器和外环电压补偿器。外环电压补偿器根据输出电压和参考电压之差产生用于内环控制的参考电流 i_{REF} ,内环电流补偿器利用电流控制律,迫使电感电流的峰值、谷值或平均值等于参考电流,并以此为目标产生数字占空比信号。

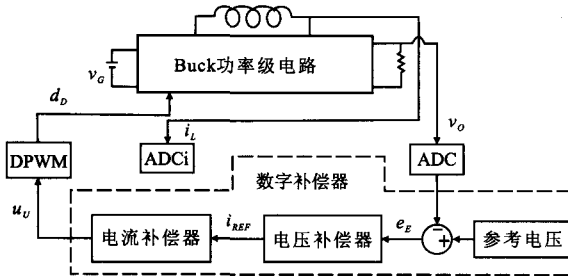
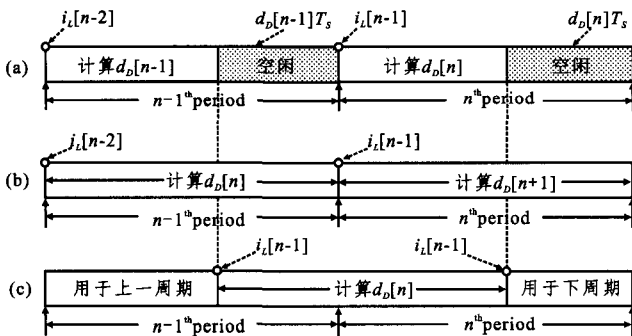


图 1 BUCK 型 DC-DC 变换器

2.1 传统的电流控制方法

以前缘调制为例,传统无拍差电流控制和延迟电流控制的时序如图 2(a)和(b)所示。



(a) 无拍差控制; (b) 延迟控制; (c) 周期借用控制

图 2 电流控制时序图

图 2(a) 中反映了无拍差电流控制的处理时序:利用本周期初始时刻(前一周期的结束时刻)的电感

电流值 $i_L[n-1]$ 计算本周期的占空比 $d_D[n]$,要求模数转换以及占空比的计算和更新操作必须在开关断开阶段完成。在开关导通阶段,由于 $i_L[n]$ 尚未出现,无法求取 $d_D[n+1]$,则模数转换器和电流补偿器处于空闲状态。

图 2(b)中反映了延迟电流控制的处理时序: $d_D[n]$ 与 $i_L[n-2]$ 之间相隔超过一个开关周期,可以在整个第 $n-1$ 周期内进行模数转换和计算更新占空比 $d_D[n]$,但第 n 周期只能消除第 $n-2$ 周期内的电流扰动,环路带宽下降。

2.2 周期借用数字电流控制

图 2(c)中反映了周期借用数字电流的控制时序:电感电流采样在 $T_s(1-d[n-1])$ 时刻进行,借用前周期硬件处于空闲的开关关断阶段以计算本周期的占空比 $d[n]$,那么,留给模数转换以及占空比计算和更新的时间 T_d 可表示为

$$T_d = T_s + (d_D[n-1] - d_D[n])T_s \quad (1)$$

相邻的两周期的占空比相差并不大,则 T_d 近似等于开关周期。说明周期借用数字电流控制具有延迟电流控制的硬件速度要求,并且实现了无拍差电流控制的环路带宽。对于前缘调制,周期借用数字电流控制在 $T_s(1-d[n-1])$ 时刻进行电流采样,电感电流恰位于谷值(最小值)处,因此,用 $i_L[n-1]$ 表示第 $n-1$ 周期的电流采样值。下面分别针对电流谷值、平均值和峰值控制目标进行分析。

3 周期借用数字电流控制律

3.1 谷值控制率

前缘调制的谷值控制原理如图 3 所示,电感电流先后以 $-m_2$ 和 m_1 的斜率下降和上升。根据控制原理,针对第 $n-1$ 周期的开关导通阶段和第 n 周期的开关断开阶段,建立相邻周期的电流谷值关系式:

$$i_v[n] = i_v[n-1] + m_1 d_D[n-1] T_s - m_2 (1 - d_D[n]) T_s \quad (2)$$

其中

$$m_1 = \frac{V_G - V_O}{L} \quad m_2 = \frac{V_O}{L} \quad (3)$$

根据电流谷值控制目标:

$$i_v[n] = i_{REF}[n-1] \quad (4)$$

整理得出电流谷值控制律:

$$d_D[n] = -\frac{m_1}{m_2} d_D[n-1] + \frac{1}{m_2 T_s} (i_{REF}[n-1] - i_v[n-1]) + 1 \quad (5)$$

3.2 前缘调制的平均值控制率

前缘调制的平均值控制原理如图 4 所示,控制

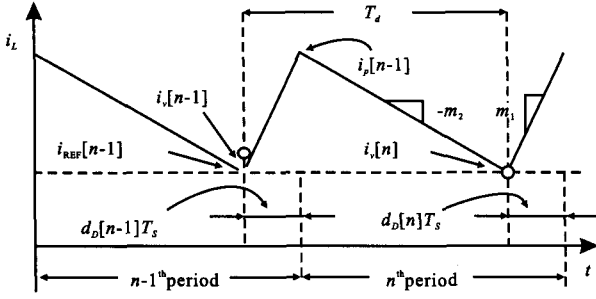


图3 前缘调制下的电流谷值控制

目标为

$$i_{ave}[n] = i_{REF}[n-1] \quad (6)$$

为了推导平均值控制律,需要取第 n 周期的电感电流平均值,为此,针对开关关断阶段和开关导通阶段对电流进行分段积分并进行线性化处理:

$$i_{ave}[n] = i_p[n-1] + m_2 d_D[n] T_s - \frac{m_1 m_2 + 2m_2^2}{2(m_1 + m_2)} T_s \quad (7)$$

根据图4所示的电感电流波形,建立 $n-1$ 周期电流峰值 $i_p[n-1]$ 与谷值电流 $i_v[n-1]$ 之间的关系式为

$$i_p[n-1] = i_v[n-1] + m_1 d_D[n-1] T_s \quad (8)$$

整理以上三式得到前缘调制的平均值控制率为

$$d_D[n] = -\frac{m_1}{m_2} d_D[n-1] + \frac{1}{m_2 T_s} (i_{REF}[n-1] - i_v[n-1]) + \frac{m_1 + 2m_2}{2(m_1 + m_2)} \quad (9)$$

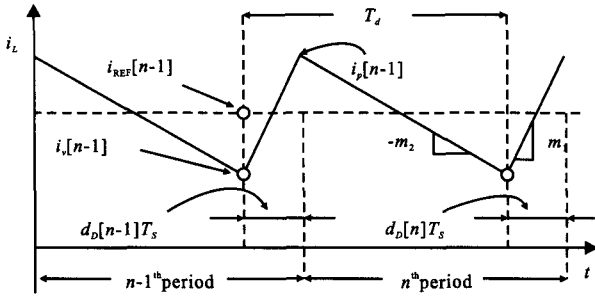


图4 前缘调制下的电流平均值控制

3.3 前缘调制的峰值控制率

前缘调制的峰值控制原理见图5,控制目标为

$$i_p[n] = i_{REF}[n-1] \quad (10)$$

针对第 n 周期,建立初始时刻电流峰值 $i_p[n-1]$ 与结束时刻电流峰值 $i_p[n]$ 之间的关系式

$$i_p[n] = i_p[n-1] - m_2 (1 - d_D[n]) T_s + m_1 d_D[n] T_s \quad (11)$$

将以上两式与式(8)合并,整理后得到前缘调制的峰值控制律为

$$d_D[n] = -\frac{m_1}{m_1 + m_2} d_D[n-1] + \frac{1}{(m_1 + m_2) T_s}$$

$$(i_{REF}[n-1] - i_v[n-1]) + \frac{m_2}{m_1 + m_2} \quad (12)$$

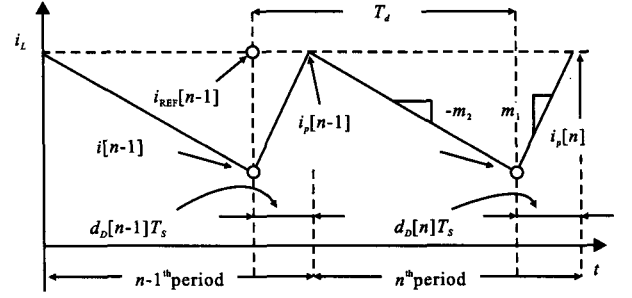


图5 前缘调制的电流峰值控制

以上分别针对前缘调制的三种控制目标,完成了周期借用电流控制律的推导。

4 次谐振振荡的分析及消除

4.1 前缘次谐振振荡分析

为便于分析前缘调制的次谐振振荡,假设电流纹波斜率 m_1 、 m_2 及参考电流值不受扰动量的影响而为确定值,即 $i_{REF}[n-1] = i_{REF}[n] = I_{REF}$, I_{REF} 表示稳态参考电流值,电流扰动于第 $n-1$ 周期的 $(1 - d_D[n-1]) T_s$ 时刻出现并能被模数转换器立即捕获。

在上述假设的前提下,前缘调制时谷值控制的次谐振振荡原理如图6所示,其中,实线表示电感电流的稳态波形,圆点虚线表示扰动后的电流波形, $\Delta i_v[n-1]$ 表示 $(1 - d_D[n-1]) T_s$ 时刻被模数转换器采样到的初始电流扰动。

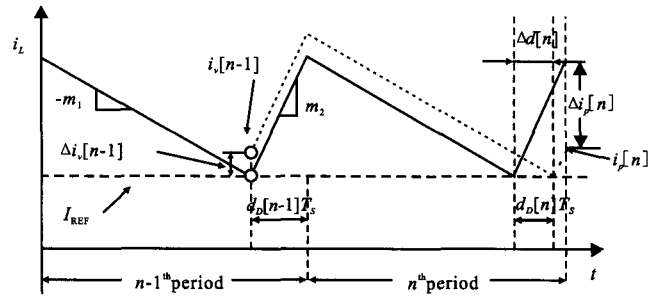


图6 前缘调制时谷值控制的次谐振振荡原理

根据原理图,存在方程组为

$$\begin{cases} i_v[n-1] = I_V + \Delta i_v[n-1] \\ i_p[n] = I_P + \Delta i_p[n] \\ d_D[n] = D + \Delta d[n] \end{cases} \quad (13)$$

式中, I_V 和 I_P 分别是稳态电流谷值和稳态电流峰值。初始扰动未对第 $n-1$ 周期的占空比造成影响,因而第 $n-1$ 周期的占空比仍然等于稳态值 D ,即存在:

$$d_D[n-1] = D \quad (14)$$

将式(13)、(14)带入式(5)得到

$$\Delta d[n] = -\Delta i_v[n-1] / m_2 T_s \quad (15)$$

将式(13)、(14)带入式(8)(11)中得

$$\Delta i_p[n] = \Delta i_v[n-1] + (m_1 + m_2) \Delta d[n] T_s \quad (16)$$

式(15)和(16)分别表示了扰动分离后的占空比扰动量和峰值扰动量. 合并式(15)、(16)得到扰动传递率为

$$\eta = \frac{\Delta i_p[n]}{\Delta i_v[n-1]} = -\frac{m_1}{m_2} = -\frac{1-D}{D} \quad (17)$$

由式(7)可知,当 D 小于 0.5 时,扰动传递率的绝对值大于 1,说明该条件的电流谷值控制下,电流扰动量进行增幅传递, Buck 变换器出现次谐波振荡. 同理可以分析出前缘调制下的平均控制率与谷值控制扰动传递率相同,而峰值控制下扰动传递率为 0,说明电流扰动会在自行消除.

4.2 次谐波振荡消除

针对周期借用电流谷值控制下的次谐波振荡,在参考电压上加上斜率为 m_a 的数字斜坡分量,如图 7 所示,得到新的峰值控制目标为

$$i_v[n] = I_{REF} + m_a(1-d_D[n])T_s = i_{REF}[n-1] + m_a(1-d_D[n])T_s \quad (18)$$

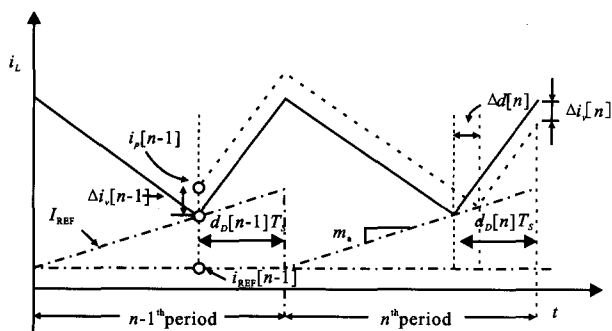


图 7 数字斜坡补偿的电流谷值控制

合并式(2)、(18)得到补偿后的前缘调制谷值控制律为

$$d_D[n] = -\frac{m_1}{m_2 + m_a} d_D[n-1] + \frac{1}{(m_2 + m_a)T_s} (i_{REF}[n-1] - i_v[n-1]) + 1 \quad (19)$$

同理,式(19)进行扰动分离,得到数字斜坡补偿后的扰动传递率为

$$\eta = \frac{\Delta i_p[n]}{\Delta i_v[n-1]} = -\frac{m_1 - m_a}{m_2 + m_a} \quad (20)$$

设置适当的补偿斜坡的斜率,保证扰动传递率的绝对值小于 1,则前缘谷值电流控制的电流扰动将递减传递,次谐波振荡被消除.

5 鲁棒性分析

利用图 8 所示的原理分析谷值控制的系统鲁棒性. 由于之前建立的前缘调制电流控制律假定电感

值是恒定的,而实际工作中 L 值会有一些的变化,但是变化过程非常缓慢,变换器系统始终处于稳态状态. 因此,图中所有信号均以稳态形式表示,实线代表电感值等于 L 时的稳态电感电流曲线;虚线代表电感值变化至 $L + \Delta L$ 时所对应的稳态曲线. 新稳态电流曲线的斜率增大,说明电感值变小,因此,变化量 ΔL 是负数. 针对两条曲线可以得到:

$$I_P = I_{REF} + \frac{(V_G - V_O)DT_s}{L} \quad (21)$$

$$I_P + \Delta I_P = I_{REF} + \frac{(V_G - V_O)DT_s}{L + \Delta L} \quad (22)$$

$$I_{PP} = \frac{(V_G - V_O)DT_s}{L} \quad (23)$$

其中, I_P 和 I_{PP} 分别是稳态电流峰值和电流峰值, ΔI_P 是两种稳态下电流峰值的差值,将式(21)和式(22)做差,其结果再与式(23)相除,得到

$$\frac{\Delta I_P}{I_{PP}} = -\frac{\Delta L}{L + \Delta L} \quad (24)$$

实际应用当中由环境引起的电感变化量 L 远小于其自身的电感值 L , 因此,式(24)的右侧趋向于零,说明电流峰值变化量 ΔI_P 远小于电流峰峰值 I_{PP} . 这说明:当外部环境的改变导致电感值发生变化时,几乎不影响整个电感电流纹波. 因此,对于前缘调制的谷值控制,周期借用电流控制的 Buck 型变换器具有较强鲁棒性,同理在电流平均值和电流峰值控制下可以得到相同的结论.

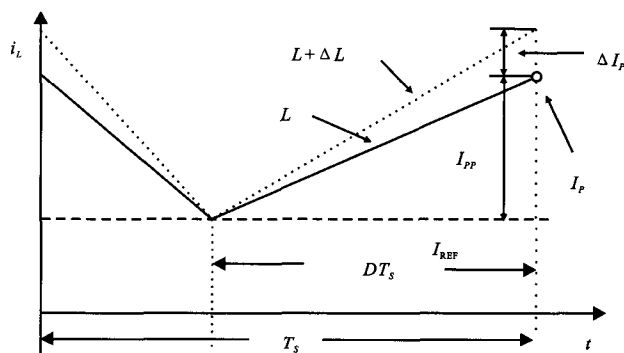


图 8 电感变化的稳态电流波形

6 仿真结果

依照图 1 所示的数字电流控制器结构,对基于前缘调制的周期借用数字电流控制 Buck 型 DC-DC 变换器进行仿真. 选择系统参数如下: $T_s = 1 \mu s$, $L = 22.0 \mu H$, $C = 22.0 \mu F$, $v_g = 4.0 \sim 6.0 V$, $v_o = 2.7 V$, A/D 转换器的分辨率为 9-bit, DPWM 的分辨率为 10-bit.

图 9 所示为输入电压为 6 V 时,三种电流控制

方法即周期借用电流控制(上)、无拍差电流控制(中)、延迟电流控制(下)的输出电压瞬态曲线。从图中可以看出,在 0.5 ms 时刻,当负载电流由 1 A 跳变至 1.4 A 时,三种控制方法经过 0.1 ms 系统都恢复稳定,但是延迟电流的瞬态谷值降至 2.64 V,明显小于周期借用和无拍差电流控制,说明在环路响应速度方面劣于前两种电流。

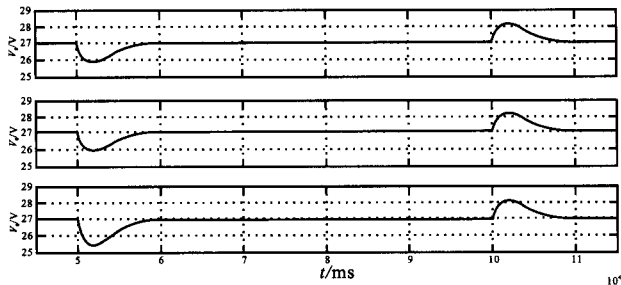


图 9 电感变化的稳态电流波形

图 10 中反映了前缘调制谷值控制下,数字斜坡补偿技术消除次斜振荡的效果。上图中输入电压 6V, 占空比 0.45, 根据前文的结论小于 0.5, 会出现次谐波振荡, 导致系统不稳定, 图中加入了 $3 * m_1/4$ 的补偿斜率后, 次谐波振荡被消除。

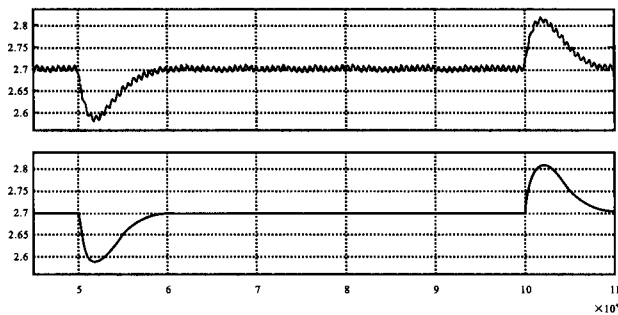


图 10 周期借用谷值电流控制的瞬态特性曲线

7 结束语

基于前缘调制的 Buck 型 DC-DC 变换器, 本文提出了周期借用数字电流控制方法, 与无拍差电流控制以及延迟电流控制相比, 既达到了前者的环路带宽, 又具有了后者的硬件响应时间要求, 有效解决了环路硬件代价和带宽之间的矛盾。针对谷值、平均值和峰值电流控制目标, 建立了基于前缘的周期借用控制率, 研究了次谐波振荡现象及其消除方法。结果表明: 电流峰值无次谐波振荡, 谷值和平均值在占空比小于 0.5 时会出现次谐波振荡。分析得出了周期借用数字电流控制的 Buck 型 DC-DC 变换器具有鲁棒性。

参考文献:

[1] Eta R, Daraban S R, Petreus D M, et al. A compari-

son between digital and analog control for a buck converter[C]//33rd International Spring Seminar on Electronics Technology. Poland: Warsaw, 2010: 314—319.

- [2] Chattopadhyay S, Das S. A digital current mode control technique for DC-DC converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(6): 1718—1726.
- [3] 罗全明, 周维维, 卢伟国, 等. 电流单周控制双频 Buck 变换器[J]. 哈尔滨工程大学学报, 2010, 31(4): 519—524.
- [4] Nien Hungshou, Chen Dan, Chang Weihsu. Small-signal modeling of DC converters with digital peak-current-mode control[C]//2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference. Rhodes, Greece, 2008: 3266—3271.
- [5] Martin A, Guillaume G, Thierry A M. Implementation of a peak current control algorithm within a field-programmable gate array [J]. IEEE transaction on Industrial Electronics, 2007, 54(1): 406—418.
- [6] 周国华, 许建平, 王威. 数字谷值电流控制开关 DC-DC 变换器[J]. 西南交通大学学报, 2009, 44(6): 865—870.
- [7] Qiu Ying, Liu Helen, Chen Xiyu. Digital average current-mode control of PWM DC-DC converters without current sensors[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(5): 1670—1677.
- [8] Wan Kai, Ferdowsi M. Reducing computational time delay in digital current-mode controllers for DC-DC converters[C]//IEEE 30th International Telecommunications Energy Conference. San Diego, Chile, 2008: 1—4.
- [9] Ferdowsi M. An estimative current mode controller for DC-DC converters operating in continuous conduction mode[C]//Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. Dallas, USA, 2006: 1133—1136.
- [10] Li Jian, Lee F C. Digital current mode control architecture with improve performance for DC-DC converter [C]//Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. Austin, USA, 2006: 1133—1136.
- [11] 李峰, 魏廷村, 郑宇亮. 后缘调制 Buck 变换器的周期借用数字电流控制[J]. 哈尔滨工程大学学报, 2012, 16(5): 13—18.

作者简介:

史学男, 硕士研究生。研究方向为模拟与混合集成电路设计。