

文章编号: 1672-2892(2009)04-0330-05

## 开关电源峰值电流模式次谐波振荡研究

林 薇<sup>1</sup>, 刘永根<sup>2</sup>, 张艳红<sup>1</sup>

(1. 华侨大学 信息科学与工程学院, 福建 泉州 362021; 2. 电子科技大学 电子薄膜与集成器件国家重点实验室, 四川 成都 610054)

**摘要:** 对峰值电流模式开关电源的次谐波振荡进行了系统研究, 包括其产生原因、导致后果、解决方法及具体电路实现。定性分析了次谐波振荡产生的原因, 从2个角度分别定量地对其进行深入研究, 分析了上斜坡补偿和下斜坡补偿2种避免次谐波振荡的方法, 并基于3种最基本的开关电源拓扑(Buck, Flyback 和 Boost)给出了具体的斜坡补偿电路, 采用 Hspice 仿真得到不同斜率的斜坡补偿信号和自调节斜坡补偿信号。

**关键词:** 峰值电流模式; 次谐波振荡; 斜坡补偿; 电路实现

**中图分类号:** TN751.2

**文献标识码:** A

## Sub-harmonic oscillation of switching power supply with peak-current mode

LIN Wei<sup>1</sup>, LIU Yong-gen<sup>2</sup>, ZHANG Yan-hong<sup>1</sup>

(1. School of Information Science and Technology, Huaqiao University, Quanzhou Fujian 362021, China;

2. School of Microelectronics and Solid-State Electronics, UESTC, Chengdu Sichuan 610054, China)

**Abstract:** The sub-harmonic oscillation of switching power supply, including its generation, the results it caused, solved techniques, and implementation, were researched systematically from different points of view. Then, two compensation approaches including down slope compensation and upper slope compensation were analyzed. Finally, the circuit was given and simulated using Hspice. The simulation results show that the slope compensation signal with different slopes and self-regulation slope compensation signal can be obtained.

**Key words:** peak-current mode; sub-harmonic oscillation; slope compensation; circuit implementation

DC-DC 开关电源因体积小, 重量轻, 效率高, 性能稳定等优点在电子、电器设备, 家电领域得到了广泛应用, 进入了快速发展期。DC-DC 开关电源采用功率半导体作为开关, 通过控制开关的占空比调整输出电压<sup>[1]</sup>。其控制电路拓扑分为电流模式和电压模式, 电流模式控制因动态反应快、补偿电路简化、增益带宽大、输出电感小和易于均流等优点而被广泛应用<sup>[2]</sup>。电流模式控制又分为峰值电流控制和平均电流控制, 峰值电流的优点为: 1) 暂态闭环响应比较快, 对输入电压的变化和输出负载的变化瞬态响应也比较快; 2) 控制环易于设计; 3) 具有简单自动的磁平衡功能; 4) 具有瞬时峰值电流限流功能等。但是峰值电感电流可能会引起系统出现次谐波振荡, 许多文献虽对此进行一定的介绍, 但都没有对次谐波振荡进行系统研究, 特别是其产生原因和具体的电路实现, 本文将对次谐波振荡进行系统研究。

### 1 次谐波振荡产生原因

以 PWM 调制峰值电流模式开关电源为例(如图 1 所示, 并给

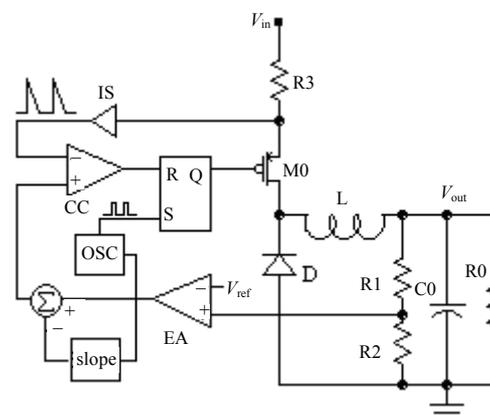


Fig.1 Peaking-current mode switch power supply with PWM modulation  
图 1 PWM 调制的峰值电流模式开关电源

收稿日期: 2009-05-16; 修回日期: 2009-06-29

基金项目: 福建省自然科学基金自由探索资助项目(T0850005)

出了下斜坡补偿结构),对次谐波振荡产生的原因从不同的角度进行详细分析。

对于电流内环控制模式,图 2 给出了当系统占空比大于 50%且电感电流发生微小阶跃  $\Delta I_0$  时的电感电流变化情况,其中实线为系统正常工作时的电感电流波形,虚线为电感电流实际工作波形。可以看出:1) 后一个时钟周期的电感电流误差比前一个周期的电感电流误差大,即电感电流误差信号振荡发散,系统不稳定;2) 振荡周期为开关周期的 2 倍,即振荡频率为开关频率的 1/2,这就是次谐波振荡名称的由来。图 3 给出了当系统占空比大于 50%且占空比发生微小阶跃  $\Delta D$  时电感电流的变化情况,可以看出系统同样会出现次谐波振荡。而当系统占空比小于 50%时,虽然电感电流或占空比的扰动同样会引起电感电流误差信号发生振荡,但这种振荡属于衰减振荡,系统是稳定的。

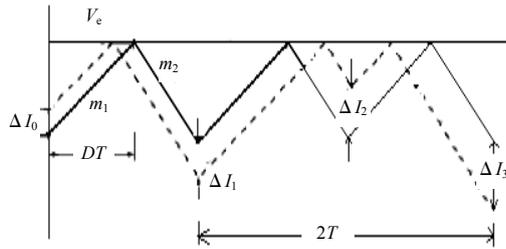


Fig.2 Sub-harmonic oscillation caused by the inductor current disturbance when the duty cycle is greater than 50%  
图 2 系统占空比大于 50%时,电感电流阶跃扰动引起次谐波振荡

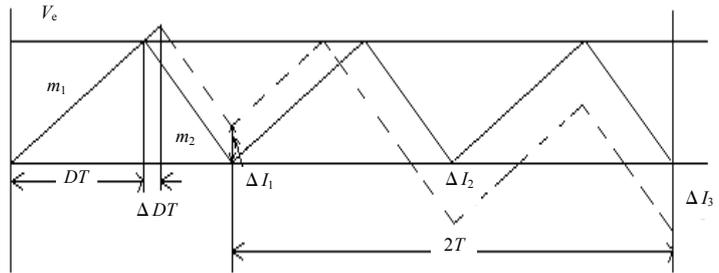


Fig.3 Sub-harmonic oscillation caused by the duty cycle disturbance when the duty cycle is greater than 50%  
图 3 系统占空比大于 50%时,占空比阶跃扰动引起次谐波振荡

前面定性分析了次谐波振荡产生的原因,现对其进行定量分析。针对图 1,图 4 给出了占空比扰动引起电感峰值电流误差信号变化情况<sup>[3]</sup>,其中  $V_C$  为误差运放的输出信号,当功率管 M0 导通即电感电流线性上升时,  $V_C$  随之增加,反之当功率管 M0 关断时,  $V_C$  随之减小。从图 4 可以看出当占空比在连续 2 个时钟脉冲下存在不对称时,系统将出现次谐波振荡。现推导  $\Delta V_C$  与  $\Delta I_L$  的关系,占空比扰动  $\Delta D$  引起电感电流与误差运放输出电压的变化值分别如式(1)和(2)所示,由式(1)和(2)可推导出  $V_C$  与  $\Delta I_L$  的关系如式(3)所示:

$$\Delta I_L = \Delta D m_2 T + \Delta D m_1 T \quad (1)$$

$$\Delta V_C = k(\Delta D m_1 T - \Delta D m_2 T) \quad (2)$$

$$\Delta I_L / \Delta V_C = (m_1 + m_2) / k(m_1 - m_2) \quad (3)$$

式中:  $T$  为开关周期;  $m_1$  为峰值电流上升斜率;  $m_2$  为峰值电流下降斜率绝对值;  $k$  代表采样电阻。

由于次谐波振荡频率为开关频率的 1/2,因此在 1/2 开关频率处的电压环路增益将直接影响电路的稳定性。现推导图 1 的电压环路增益,在误差运放输出端叠加斜坡补偿后,设误差电压从  $\Delta V_C$  变为  $\Delta V_e$ ,从而可推出  $\Delta V_C$  与  $\Delta V_e$  的关系,如式(4)所示。由式(3)和(4)可得式(5),在稳态时可推出式(6),将式(6)代入式(5)消去  $m_1$ ,得式(7):

$$\Delta V_e = \Delta V_C - 2k\Delta D m T \quad (4)$$

$$\Delta I_L / \Delta V_e = (m_1 + m_2) / k(m_1 - m_2 - 2m) \quad (5)$$

$$D m_1 = (1 - D) m_2 \quad (6)$$

$$\Delta I_L / \Delta V_e = 1/k [1 - 2D(1 + m/m_2)] \quad (7)$$

式中:  $m$  为下斜坡斜率; 2 表示次谐波振荡周期是开关频率的 2 倍。

从图 4 可以看出  $\Delta I_L$  是周期为  $2T$  的方波,则第 1 个次谐波振幅应乘以  $4/\pi$ 。假设负载电容为  $C$ ,则从误差运放输出端到电源输出端的小信号电压增益为  $\frac{1}{1 - 2D(1 + m/m_2)} \frac{T}{\pi C} \frac{4}{\pi}$ 。设误差运放电压增益为  $A$ ,则电压外环环路

增益为  $\frac{1}{1 - 2D(1 + m/m_2)} \frac{T}{\pi C} \frac{4}{\pi} A$ 。

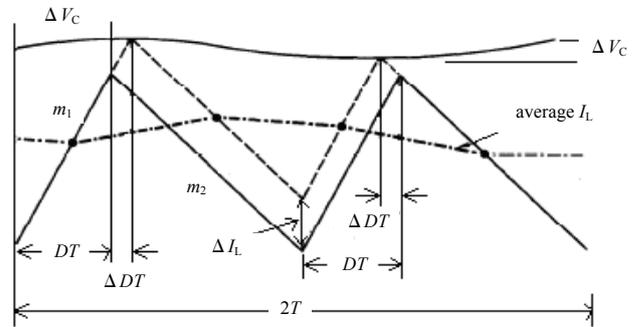


Fig.4 Diversification of the inductor peak current caused by the duty cycle disturbance  
图 4 占空比扰动引起电感峰值电流误差信号变化情况

由环路稳定性条件可知：在 1/2 开关频率处，环路相位裕度为零，此时若环路增益大于 1，系统就会发生次谐波振荡，因此误差运放的最大增益为：

$$A_{\max} = \frac{1 - 2D(1 + m/m_2)}{4T} \pi^2 C \quad (8)$$

由式(8)可以明显看出，误差运放的最大增益是占空比  $D$  和斜坡补偿斜率  $m$  的函数，归一化的误差运放最大增益与  $D$  和  $m$  的关系如图 5 所示<sup>[3]</sup>。可以看出： $m=0$ (无补偿)时，由于运放增益不能小于 0，当占空比大于或等于 50% 时，系统就会出现次谐波振荡； $m=-m_2/2$  时， $D=100\%$  才出现次谐波振荡，但在实际电路中  $D < 100\%$  时就会出现振荡； $m=-m_2$  时，误差运放最大增益与占空比无关。当继续增大  $m$  时，对环路的稳定性影响不大，但过补偿会影响系统瞬态响应特性。

上文研究了电感电流信号变化波形对次谐波振荡产生的原因及解决办法，现从  $s$  域(或频域)角度对其进行更深入的研究。设采样电感电流  $i$ ，通过采样电阻  $R_s$  转化成电压， $i(k)$  表示第  $k$  时钟下的电流扰动量， $\Delta V_c(k+1)$  为第  $k+1$  时刻的电压控制扰动量，得采样保持的离散时间函数<sup>[4]</sup>：

$$i(k+1) = -\alpha i(k) + \frac{1}{R_s} (1 + \alpha) \Delta V_c(k+1) \quad (9)$$

式中  $\alpha = (m_1 + m_2) / (m_1 + m)$ 。对式(9)进行  $z$  变换得：

$$H(z) = \frac{R_s i(z)}{\Delta V_c(z)} = \frac{(1 + \alpha)z}{z + \alpha} \quad (10)$$

由式(10)可知当没有斜坡补偿，且  $m_1 < m_2$  即占空比大于 50% 时， $\alpha > 1$ ，表示有 1 个极点在单位圆之外，此时电流环不稳定。将  $H(z)$  转化为  $s$  域传递函数：

$$H(s) = \frac{R_s i(s)}{\Delta V_c(s)} = \frac{(1 + \alpha)}{sT} \frac{e^{sT} - 1}{e^{sT} + \alpha} \quad (11)$$

式中  $s$  表示频率。 $e^{sT}$  可用 Padé 进行二阶近似<sup>[4-5]</sup>：

$$e^{sT} \approx \frac{1 - \frac{1}{2/\pi} \left( \frac{s}{\omega_s/2} \right) + \left( \frac{s}{\omega_s/2} \right)^2}{1 + \frac{1}{2/\pi} \left( \frac{s}{\omega_s/2} \right) + \left( \frac{s}{\omega_s/2} \right)^2} \quad (12)$$

则  $H(s)$  变为：

$$H(s) = \frac{R_s i(s)}{\Delta V_c(s)} = \frac{1}{1 + \frac{1}{Q_s} \left( \frac{s}{\omega_s/2} \right) + \left( \frac{s}{\omega_s/2} \right)^2} \quad (13)$$

式中  $Q_s = 2 / [\pi(2/\alpha - 1)]$ ，即阻尼系数为  $1/Q_s = [\pi(m_1 - m_2 + 2m)] / [2(m_1 + m_2)]$ 。式(13)即为电流环传递函数，斜坡补偿前，当  $m_1 < m_2$  即占空比大于 50% 时， $Q_s$  小于 0，此时电流环传递函数将在右平面产生 2 个极点，导致电流环路不稳定，从而整个开关电源系统都处于不稳定状态，将在 1/2 开关频率(即  $\omega_s/2$ )处发生振荡，这就是次谐波振荡的真正由来。引入斜坡补偿后，若  $m > (m_2 - m_1)/2$  即  $m > \max[(m_2 - m_1)/2] = m_2/2$  时， $Q_s$  大于 0，此时电流环传递函数的极点将出现在左半平面，此时系统也不一定稳定，只有保证电流环具有足够的相位裕度时，系统才稳定。当  $m_2 > m > m_2/2$  时，系统虽稳定，但此时还是会出现振铃电流，只有当  $m = m_2$  即阻尼系数为  $\pi/2$  时，系统才能在一个周期内消除振铃电流，从而获得非常好的瞬态响应。当  $m > m_2$  时，虽然电流环相位裕度增加，但其带宽变小，即出现过补偿现象，此时会影响系统的响应速度。

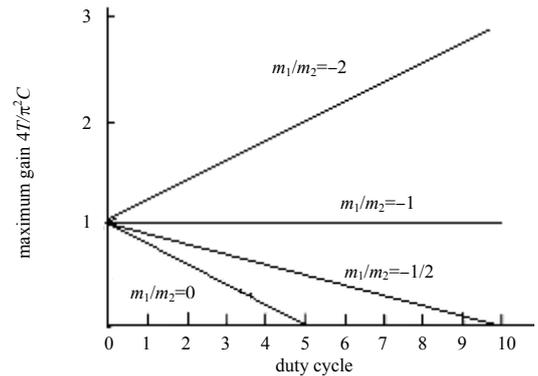


Fig.5 The relationships between the largest gain of EA and  $D$  and  $m$  in the 1/2 switching frequency  
图 5 在 1/2 开关频率处最大误差运放增益与  $D$  和  $m$  的关系

### 2 斜坡补偿方式及电路实现

前文从几个方面研究了次谐波振荡产生的原因,并且指出斜坡补偿能防止系统出次谐波振荡,现研究补偿方式及其具体电路实现。开关电源斜坡补偿分为上斜坡补偿与下斜坡补偿 2 种方式。图 6 为下斜坡补偿原理,给出了下斜坡补偿时占空比大于 50% 的电感峰值电流波形(电流微小扰动作为激励信号)。与图 2 相比,仅  $V_e$  从水平直线改为下斜坡。从图 6 可以看出,引入斜坡补偿后,电流误差信号每经过一个时钟周期,幅度成比例衰减,最后消失。图 7 为上斜坡补偿原理,给出了占空比大于 50% 的电感峰值电流波形。其补偿原理就是在电感峰值电流  $a$  上叠加上斜坡补偿电流  $b$ ,形成检测电流  $c$ ,使占空比小于 50%,稳定系统。由于上斜坡补偿电路实现相对简单,一般采用上斜坡补偿。

对于斜坡补偿,斜率越大,振荡衰减越快,但补偿斜率过大,会造成过补偿。过补偿会加剧斜坡补偿对系统开关电流限制指标的影响,从而降低系统的带载能力;另一方面,过补偿会影响系统瞬态响应特性。通常选择斜坡补偿斜率需根据折中考虑。对于 Buck 和 Flyback 转换器,补偿斜率一般取峰值电流下降斜率  $m_2$  即  $V_{out}/L$ ,由于输出电压恒定,所以补偿值便于计算并恒定;对于 Boost 电路,补偿斜率也一般取峰值电流下降斜率  $m_2$  即  $(V_{out}-V_{in})/L$ ,但由于输入电压随电网变化,从而要求补偿值跟随输入电压的变化,此时若为了电路设计简单,强迫斜坡斜率固定,则可能出现过补偿或欠补偿现象,降低电路性能并导致波形畸变。

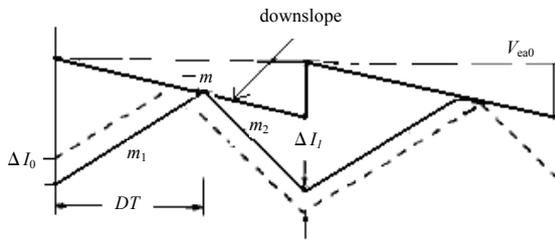


Fig.6 Wave of the inductor peak current when compensation is down slope  
图 6 下斜坡补偿时电感峰值电流波形

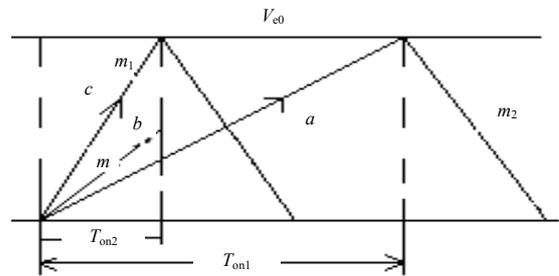


Fig.7 Wave of the inductor peak current when compensation is upper slope  
图 7 上斜坡补偿的电感峰值电流波形

因 Buck 与 Flyback 转换器斜坡补偿原理电路实现基本相同,因此本文只给出了一种上斜坡补偿的 Flyback 斜坡补偿电路<sup>[6]</sup>(图 8 所示)。图 9 为本文第二作者提出的一种升压型转换器自调节斜坡补偿电路<sup>[7]</sup>。采用 Hspice 仿真软件分别对图 8 和图 9 进行仿真,仿真结果分别如图 10 和图 11 所示。图 10 的振荡器频率为 100 kHz,  $m_1$  为检测电流曲线,其从 0 慢慢上升到 40  $\mu$ A。虚线  $a, b$  和  $c$  代表具有不同斜率的斜坡补偿信号,线  $A, B$  和  $C$  分别为叠加后的曲线。从图 10 可看出:通过改变电阻  $R_5$  和  $R_4$  的比值,可以得到具有不同斜坡的补偿信号。图 11 中,  $V_{sense}$  为电感上的峰值电流流过检测电阻所产生的电压,  $V_{slope}$  为经上斜坡补偿后的检测电流流过检测电阻所产生的电压。从图 11 可以看出,不同的输入电压对应不同的补偿斜坡,并且斜坡变化与  $(V_{out}-V_{in})$  的变化成正比即达到了自调节功能。

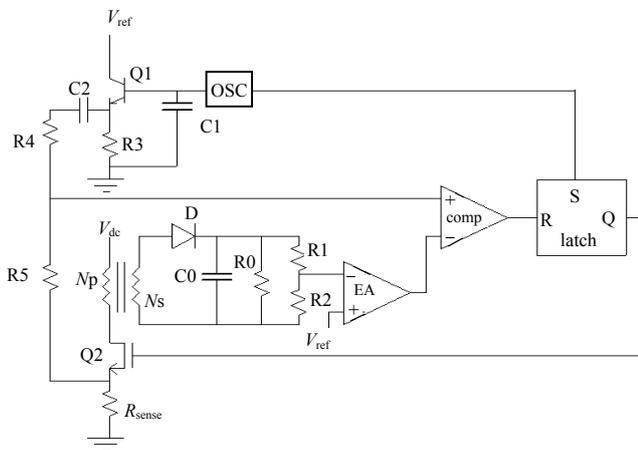


Fig.8 Flyback upper slope compensation circuit  
图 8 Flyback 上斜坡补偿具体电路实现

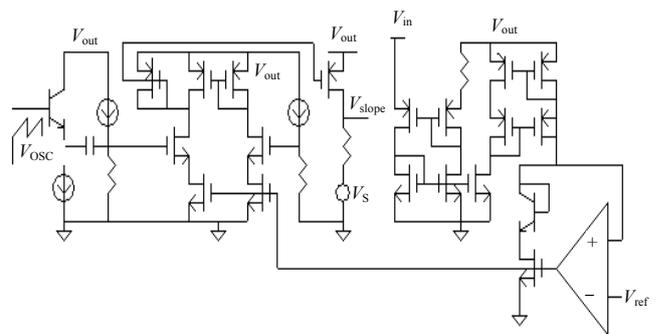


Fig.9 Self-regulation slope compensation circuit of boost converter  
图 9 升压型转换器自调节斜坡补偿电路

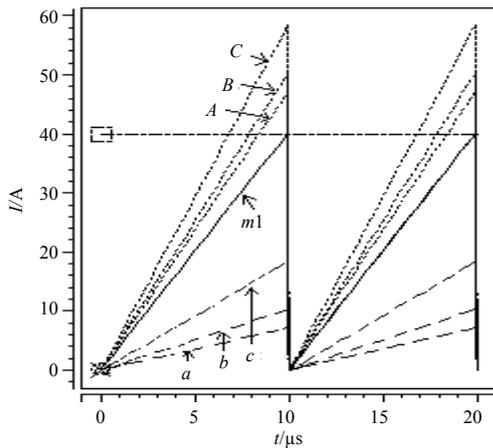


Fig.10 Simulation results of figure 8  
图 10 图 8 上斜坡补偿电路仿真分析

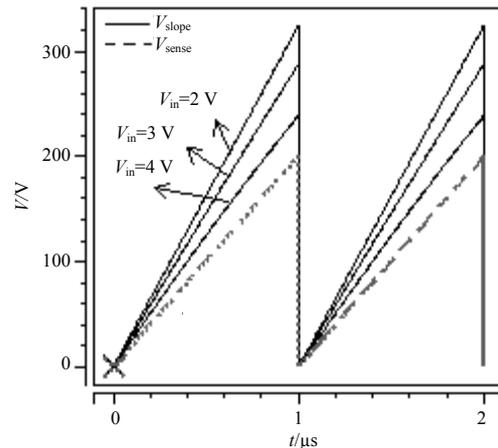


Fig.11 Simulation results of figure 9  
图 11 图 9 自调节上斜坡补偿电路仿真分析

### 3 结论

本文对峰值电流模式开关电源的次谐波振荡从定性和定量 2 个角度分别进行了系统研究,当占空比大于 50% 时,系统的电流环在 1/2 开关频率处出现振荡,引入斜坡补偿后能保证电流环路增益的传输函数在 1/2 开关频率处具有较好的相位裕度,保证系统稳定。最后分析了上斜坡补偿和下斜坡补偿 2 种避免次谐波振荡的方法,并基于 3 种最基本的开关电源拓扑(Buck,Flyback 和 Boost)给出了具体的斜坡补偿电路及仿真结果。

#### 参考文献:

- [ 1 ] 周志敏. 开关电源实用技术设计与应用[M]. 北京:人民邮电出版社, 2004.
- [ 2 ] 杨汝. 峰值电流控制模式中斜坡补偿电路的设计[J]. 电力电子技术, 2001,35(3):35-38.
- [ 3 ] Unitrode Application Note U-97, Modeling Analysis and Compensation of the Current-mode Converter[Z]. Unitrode Company Handbook A-100. 1994:260-266.
- [ 4 ] Ridley R B. A new continuous-time model for current-mode control[J]. IEEE Trans. Power Electron., 1991,6(2):271-280.
- [ 5 ] Tan F D, Ridley R B. A unified model for current programmed converter[J]. IEEE Trans. Power Electron., 1995,10(4):397-408.
- [ 6 ] Pressman A. Switching Power Supply Design[M]. 2<sup>th</sup> Edition. New York:Mc Graw-Hill, 1998.
- [ 7 ] 刘永根,游剑,罗萍,等. 一种精准的 DC-DC Boost 转换器自调节斜坡补偿电路[J]. 微电子学, 2007,37(1):76-79.

#### 作者简介:



林 薇(1982-), 女, 福州市人, 硕士, 华侨大学任教, 主要研究方向为开关电源和数模混合集成电路设计, email:linwei0311@hqu.edu.cn.

刘永根(1982-), 男, 湖南省娄底市人, 硕士, 研究方向为开关电源和数模混合集成电路设计.

张艳红(1980-), 女, 湖北省孝感市人, 硕士, 研究方向为超大规模集成电路、图像处理、信号处理.