

# 1.6 MHz 降压型 DC-DC 转换器中的斜率补偿设计

郭婷<sup>1</sup>,李智群<sup>2</sup>,刘桂芝<sup>3</sup>

(1.东南大学 集成电路学院 江苏 南京 210096;2.东南大学 射频与光电集成电路研究所 江苏 南京 210096;  
3.上海南麟电子有限公司 上海 201203)

**摘要:** PWM 电流模控制方式在 DC-DC 转换器设计电路中得到了广泛应用,也带来了斜率补偿问题。讨论了降压型 DC-DC 转换器中斜率补偿技术的原理,分析了传统的线性补偿技术并详细介绍了一种改进的分段线性补偿电路,给出了在 1.6 MHz 降压转换器中的实际应用电路。电路基于 CSMC 0.5  $\mu\text{m}$  CMOS 工艺设计,通过 Cadence Spectre 仿真验证,该斜坡补偿电路有效解决了子谐波振荡以及过补偿问题。

**关键词:** 峰值电流控制;斜坡补偿;分段线性补偿;降压转换器;脉冲宽度调制

中图分类号: TM91

文献标识码: B

文章编号: 1004-373X(2008)03-106-03

## Design of Slope Compensation in 1.6 MHz DC-DC Buck Converter

GUO Ting<sup>1</sup>, LI Zhiqun<sup>2</sup>, LIU Guizhi<sup>3</sup>

(1. College of Integrated Circuits, Southeast University, Nanjing, 210096, China; 2. Institute of RF- & OE- ICs, Southeast University, Nanjing, 210096, China;  
3. Shanghai Natlinear Electronic Limited Company, Shanghai, 201203, China)

**Abstract:** PWM current control mode technology is widely used in DC-DC converter, it brings the problem of slope compensation as well. This paper discusses the principle of slope compensation in DC-DC buck converter. The technique of traditional linear compensation is analyzed and an ameliorated piecewise linear slope compensation circuit is introduced in details. It presents an applicable slope compensation circuit for the buck converter at 1.6 MHz working frequency. This circuit is designed in CSMC 0.5  $\mu\text{m}$  CMOS process, and its performance has been verified by Cadence Spectre simulation, it effectively resolves the problems of sub harmonic oscillations and over compensation.

**Keywords:** peak current control; slope compensation; piecewise linear slope compensation; buck converter; PWM

## 1 引言

Buck 型 DC-DC 转换器设计中常采用 PWM 反馈控制方式以调节输出电压或电流。PWM 控制方式分电流模式控制和电压模式控制两种方式。电流模式控制方式是电流内环和电压外环双环控制<sup>[1]</sup>, 输入电压和负载的变化将首先反应在电感电流上, 在输入电压或负载改变时具有更快的响应速度。

电流模式控制方式有峰值电感电流控制和平均电感电流控制两种方式。峰值电感电流控制由于其优点被广泛应用<sup>[2]</sup>, 但其存在固有的开环不稳定现象, 在提高快速性的同时, 也带来了稳定性的问题。当输入电压降至一个接近输出电压的值时, 占空比向最大导通时间增加, 输入电压的进一步降低将使主开关在超过一个周期的时间里保持导通状态, 直到占空比达 100%, 这时电路可能会发生子谐波振荡, 需要通过一个斜率补偿电路来保持这种恒定架构的稳定性, 在大占空比情况下是通过给电感电流信

号增加一个补偿斜坡来实现的<sup>[3]</sup>。

设计降压型 DC-DC 转换器时, 解决固定频率峰值电流控制方式的开环不稳定情况需要做深入的研究。文章从一般的线性斜率补偿电路入手, 分析了分段线性斜率补偿电路, 提出一种改进的实际应用电路图, 并给出了分析和模拟仿真结果。

## 2 原理分析

### 2.1 斜率补偿原理

PCM 控制的 Buck 型 DC-DC 转换器如图 1 所示。由于增加了电流内环控制, 电感电流采样后, 叠加斜率补偿电路, 合成信号与误差放大器的输出送入 PWM 比较器比较, 误差电压进入 PWM 比较器参与占空比的调节, 经过 RS 触发器等逻辑控制单元, 有效保证输出  $V_{\text{out}}$  的稳定。其中占空比  $D = V_{\text{out}} / V_{\text{in}}$ 。

峰值电感电流调节系统有其固有的局限性, 占空比变化时对峰值电感电流  $I_L$  的影响如图 2 所示,  $V_{\text{osc}}$  是振荡器的一路输出控制电压, 对应占空比的变化。

其中:  $\frac{m_2}{m_1} = \frac{D}{1-D} = \frac{D}{D}$ , 在  $N$  个周期后,  $(I_L)_N =$

$\left(-\frac{D}{D}\right)^n (I_L)_0^{[4]}$ 。如果  $m_2 < m_1$ ，即占空比小于 50% 时，峰值电感电流的扰动收敛；如果  $m_2 > m_1$ ，即占空比大于 50% 时，峰值电感电流的扰动发散，扰动在每个周期的放大后，使得系统极不稳定，所以未加斜率补偿的系统电源的抗干扰性极差。

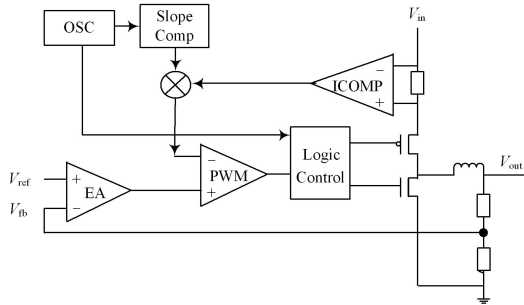


图 1 PCM 控制的 Buck 型 DC-DC 转换器

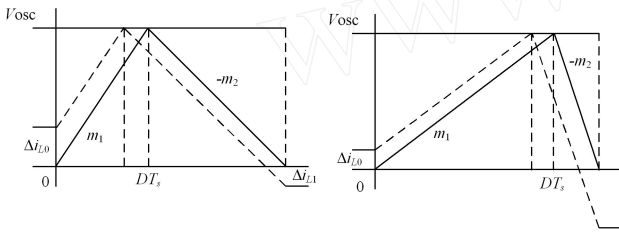


图 2 占空比变化时 I\_L 的扰动过程

加入补偿电流后的电感电流 I\_L 扰动过程如图 3 所示。

此时  $(I_L)_1 = -\frac{m_2 - m}{m_1 + m} (I_L)_0$ ，当  $m > 0.5 m_2$  时的补偿可以使电感电流明显收敛，能很好地使系统达到稳定<sup>[4]</sup>。

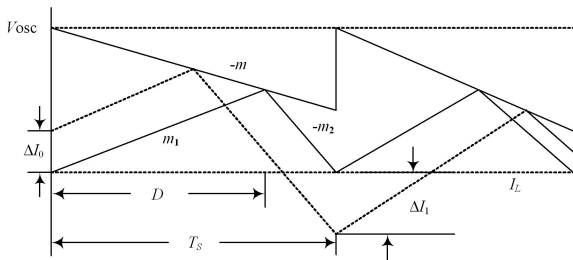


图 3 补偿后 I\_L 扰动过程

### 2.2 线性补偿电路的原理及方法

从前一节的基本原理可以得出，在采样电感电流上叠加一个斜坡电流可以达到预期要求。补偿方式有多种，下面研究图 4 所示的差分放大器结构。

这是一个典型的差分放大器电路，也可以说是比较器电路。设  $V_1$  为参考电压  $V_{ref}$ ，如图 4 所示，在  $V_2$  远小于参考电压时， $I_1$  基本为 0， $I_{ss}$  全部流入  $M_4$ ，即  $I_2 = I_{ss}$ ；当  $V_2$  等于参考电压时， $I_1 = I_2 = I_{ss}/2$ ，事实上  $M_2$  进入线性区时  $M_1$  就漏入电流，即在  $V_{ref} - V_{id,max}$  时就已经存在电流，事实上的翻转点提前  $V_{id,max}$ ，如图 5 所示。其中  $V_{id,max}$  为最大过驱动电压。

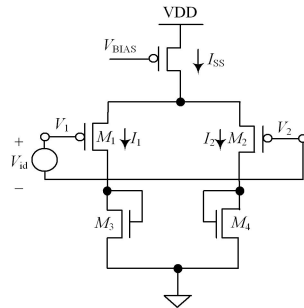


图 4 差分放大器结构

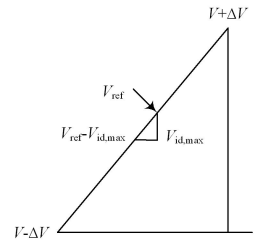


图 5 线性区电流翻转点

可以得到：

$$D = \frac{V_{ref} - V_{id,max} - (V - V)}{2V}$$

$$V_{id,max} = \frac{\sqrt{2I_{ss}}}{\sqrt{k_p(W_1/L_1)_p}}$$

$$g_m = \sqrt{2k_p(W_1/L_1)_p I_{ss}}$$

$$I_1 = g_{m1} \times (V_2 - V_{ref}) = g_{m1} \times (V_2 - V_1)$$

$I_1$  的一个支路流出作  $I_{slope}$ ，于是得到一个斜率固定的补偿斜坡。但是，用此斜率来补偿所有占空比条件使芯片都能稳定工作，往往会因为补偿量过大而影响峰值电感电流，空载时甚至使电流模控制失效。设计时往往会考虑两段或多段补偿甚至自适应补偿来满足整个系统的要求。

### 3 分段线性斜率补偿及改进型斜率补偿电路

图 6 是两种线性斜率补偿电路，均可提供两段线性补偿斜坡。 $V_{osc}$  均为振荡器的一路输出，图 6(a) 中  $V_{ref1}$  和  $V_{ref2}$  为基准输出，且  $V_{ref1} > V_{ref2}$ ，大占空比时  $V_{ctrl}$  关断  $M_3$  管； $V_{osc}$  较小时， $M_1$  和  $M_2$  均关断，没有补偿电流， $V_{osc}$  逐渐增大，由于  $V_{ref1} > V_{ref2}$ ， $M_1$  首先导通， $I_1$  提供斜率补偿电流； $V_{osc}$  继续增大， $M_2$  导通， $I_1 + I_2$  共同提供斜率补偿电流。图 6(b) 中  $V_{ref}$  为基准输出， $M_5$  和  $M_6$  均为有源负载，如果把图中  $M_1$  和  $M_3$  的宽长比取值为  $(W/L)_1 (W/L)_3 = 1/4$ ，利用公式，根据  $V_{id,max1} V_{id,max3} = 2/1$ ， $M_1$  和  $M_3$  线性区的宽度不同，二者导通时间也就不同； $V_{osc}$  逐渐变大，达到  $V_{ref}$  时， $V_{id,max}$  最大的  $M_1$  管首先进入线性区， $I = I_1$ ； $V_{osc}$  继续升高， $V_{id,max}$  稍小的  $M_3$  管也进入线性区， $I = I_1 + I_3$  镜像放大后提供补偿电流。

可以看到，二者均能提供两种占空比条件下的补偿电流，图 6(a) 通过  $R_1$  调节  $V_D$  从而控制  $M_1$  和  $M_2$  的工作状态；图 6(b) 则是通过  $V_G$  以及管子的线性区宽度控制。为获得对应更多占空比变化的多段斜率补偿电流，经验证，采用图 6(b) 的结构实现方便而且调节效果好。理论上可以并联多段以得到斜率不同的电流，取决于系统对补偿斜坡的要求，但是由于  $V_{id}$  本身就很小，分段太细在精度上很难达到要求。图 7 分别为一段、两段和四段斜率补偿电流的示意图，占空比变化时分段越多对电感电流的调节效果越好。

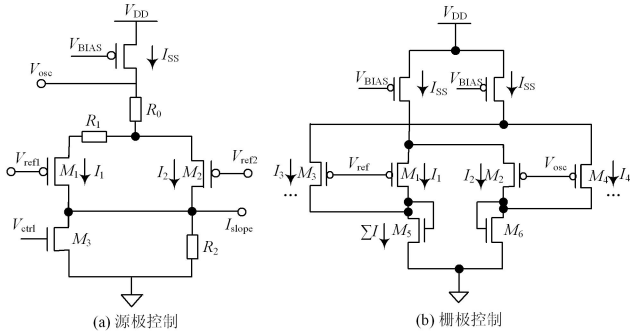


图 6 两段补偿结构

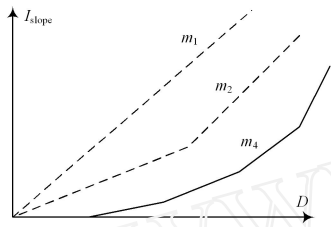


图 7 一段、两段和四段斜率补偿电流

基于上述理论分析,本文提出一种基于图 6(b) 的改进型应用电路结构设计,如图 8 所示。此电路分四段补偿,占空比升高对应四段斜率变大的补偿斜坡。设计四对管的宽长比不同,充分利用这四对管子的线性区动态范围不同,以产生四段补偿斜坡对应占空比变化。图 8 中  $M_1 \sim M_8$  组成四对比较器; $M_{12} \sim M_{22}$  提供偏置电流, $M_9$  为有源负载, $M_{10} \sim M_{11}$  将补偿电流  $I$  镜像放大。基准输出  $V_L$  及  $V_H$  作为斜率补偿的两个参考点,由基准电路输出, $V_{osc}$  为振荡器的一路输出。取  $M_1, M_3, M_5, M_7$  的参数为  $\left(\frac{W}{L}\right)_1, \left(\frac{W}{L}\right)_3, \left(\frac{W}{L}\right)_5, \left(\frac{W}{L}\right)_7 = \frac{1}{4}, 1, 4, 16$ , 从而可以得到相应的  $g_m$  和过驱动电压  $V_{id,max}$  关系。

$$g_{m_1}, g_{m_3}, g_{m_5}, g_{m_7} = \frac{1}{2}, 1, 2, 4 \quad (6)$$

$$V_{id,max_1}, V_{id,max_3}, V_{id,max_5}, V_{id,max_7} = 2, 1, \frac{1}{2}, \frac{1}{4} \quad (7)$$

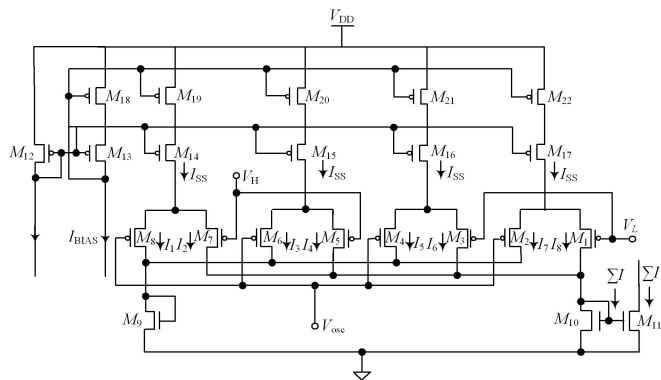


图 8 四段斜率补偿电路

$V_{osc}$  逐渐变大,达到  $V_L$  时, $V_{id,max}$  最大的  $M_1$  管首先进入线性区,继续升高, $V_{id,max}$  稍小的  $M_3$  管也进入线性区;

$V_{osc}$  升高到  $V_H$  时, $M_5$  管进入线性区,继续升高, $V_{id,max}$  稍小的  $M_7$  管进入线性区。从图 8 中可以得到整体电流  $I$ 。

$I$  经过比例放大作为斜率补偿电流再与电感电流进行叠加,电流  $I$  表示为:

$$I = I_1 + I_3 + I_5 + I_7 = (g_{m_1} + g_{m_3})(V_{osc} - V_L) + (g_{m_5} + g_{m_7})(V_{osc} - V_H) \quad (8)$$

#### 4 仿真结果与分析

将此电路模型应用于一款同步整流 1.6 MHz 降压型 DC - DC 转换器,基于 CSMC 0.5  $\mu\text{m}$  CMOS 工艺,利用 Cadence Spectre 仿真,得到仿真结果如图 9 所示。

通过仿真结果可以得到,当  $V_{osc}$  比较小即占空比较小时,不进行补偿,可以看到斜率补偿电路输出电流为零; $V_{osc}$  逐渐变大,补偿的电流斜率也逐渐变大,共有四段补偿斜坡,分别对应四段逐渐增大的占空比情况。在工作频率为 1.6 MHz 时,此斜率波形能较好地补偿电感电流,从而避免子谐波振荡以及过补偿的发生,有效地保证系统的稳定性。

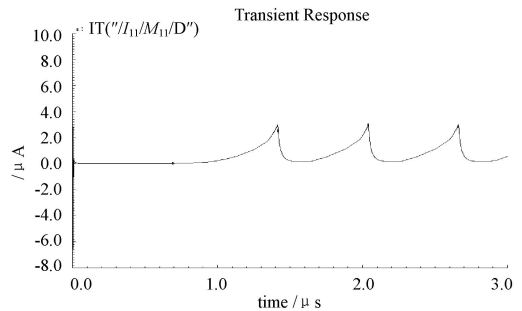


图 9 仿真结果

#### 5 结 语

本文讨论了线性斜率补偿电路的原理及电路结构,设计了一种能较好地工作在 1.6 MHz 的降压型 DC - DC 转换器的斜率补偿电路,且原理简单易于实现。本款电路同样适用于升压转换电路。

#### 参 考 文 献

- [1] 郑朝霞,邹雪城,邵轲,等. 电流型 PWM DC - DC 升压转换器的稳定性分析与实现[J]. 微电子学与计算机, 2006, 23 (6): 229 - 232.
- [2] 张占松,蔡宣三. 开关电源的原理与设计(修订版)[M]. 北京:电子工业出版社, 2004.
- [3] Kazimierczuk M K. Transfer Function of Current Modulator in PWM Converters with Converters with Current - Mode control [J]. IEEE Trans. Circuits Syst., 2000, 47(9): 1 407 - 1 412.
- [4] Robert W Erickson, Dragan Maksimovic. Fundamentals of Power Electronics [M]. Second Edition. Kluwer Academic Publishers, 2001.