

电流模式 PWM 升压变换器的斜率补偿电路

汪岭, 谢憬

(上海交通大学微电子学院 上海 200030)

摘要: 本文通过介绍电流模式 PWM 升压变换器的工作原理, 分析了斜率补偿对于大信号稳定的必要性, 提出了斜率补偿电路的实现方法, 使得补偿斜率与输出电压和输入电压的差值成正比, 并给出了斜率补偿电路的 hspice 仿真结果。

关键字: PWM 升压变换器, 电流模式, 斜率补偿

中图分类号: TP273 **文献标识码:** A

Slope Compensation Circuit of Current Mode Control PWM Boost Converter

Wang Ling, Xie Jing

(Shanghai Jiaotong University School of Microelectronics Shanghai 200030)

Abstract: The paper introduces the general function of current mode control PWM converter's theory, analyzes slope compensation's necessity for system's large signal stability, proposes a slope compensation circuit in which the compensation slope varies with the difference value of output voltage and input voltage. At last the paper gives the simulation results of the circuit design with Hspice.

Key Word: PWM boost converter, current mode, slope compensation

1. 引言

当今, 随着无线通信技术的迅猛发展, 手持设备得到了广泛应用。这些设备需要用到升压 DC-DC 变换器来将电池电压转换为 LSI 的供电电压。

大部分 DC-DC 变换器都是通过控制功率 MOSFET 导通时间和脉冲周期之比 (即占空比) 来改变输出电压的, 这种控制方式通常称为脉冲宽度调制 (PWM)。PWM 控制方法有两种: 电压模式控制和电流模式控制。

电压模式控制的基本原理就是通过误差放大器输出信号与一个固定的锯齿波进行比较, 产生控制用的 PWM 信号。电压模式控制是一个二阶系统。

所谓电流模式 PWM 控制, 就是在 PWM 比较器的输入端直接用输出电感电流检测信号与误差放大器的输出信号进行比较, 实现对输出脉冲占空比的控制, 使输出电感的峰值电流跟随误差电压的变化。这种控制方式可以有效地改善开关电源的电压调整率和电流调整率, 也可以改善整个系统的瞬态响应。电流模式控制有效地在内环中隐藏了电感, 表现为一阶系统, 这就使反馈控制补偿变得比较容易, 稳定度得以提高并且改善了频响。

由于电流模式 PWM 控制技术与电压模式 PWM 控制技术相比, 具有不可比拟的优势, 成为了 PWM DC-DC 变换器的主流。

但电流模式 PWM 控制也有缺点, 就是在占空比大于 50% 时, 系统会不稳定。可以用斜率补偿解决上述问题。本文阐述了斜率补偿的原理和电路, 并给出了斜率补偿电路的 hspice 仿真结果。

2. 电流模式 PWM 升压变换器工作原理

典型的电流模式 PWM 升压变换器如图 1 所示。

系统主要由误差放大器、PWM 比较器、斜率补偿、振荡器、逻辑和驱动、Mn、Mp 等部分组成。电感 L、滤波电容 Co、负载 Ro、分压电阻 R1 和 R2 通常是系统外接的。

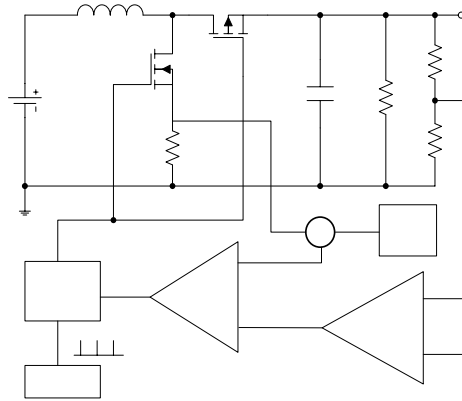


图 1. 电流模式 PWM 升压变换器结构图

从图中可以看到两个反馈环，一个是由接收输出电压采样信号的误差放大器构成的电压外环，另一个由接收电流采样信号和斜率补偿信号的 PWM 比较器构成的电流内环。电流采样电阻 Rs 将开关管 Mn 的阶梯斜坡电流转换成阶梯斜坡电压 Vs。

每个周期开始时，振荡器产生的时钟脉冲使开关管 Mn 导通，此时输入电压加在电感两端，Mp 截止，电容单独向负载供电。随着电感充电，电感电流不断上升，Vs 不断上升。Vs 信号与斜率补偿电压 Vcom 叠加后的电压 Vsum 也不断上升。PWM 比较器将电流信号电压 Vsum 和误差放大器的输出 Vea 进行比较。当 Vsum 的峰值大于 Vea 时，PWM 比较器的输出由高变低，使开关管 Mn 截止，Mp 导通。Mn 截止时，由于电感电流不能突变，电感两端电压反向，该电压与输入电源电压叠加后，通过 Mp 和滤波电容 加到负载两端。这时电感电流不断下降，通过 Mp 给负载提供电流并向 Co 充电，补充 Co 单独向负载供电时损失的电荷。然后等下一个周期的时钟脉冲再使 Mn 导通。

输出电压 $V_o = V_{in} / (1 - D)$ ，D 为占空比，即 Mn 导通时间与周期的比值。

3. 斜率补偿的必要性

如果没有斜率补偿，即 $V_{com} = 0$ ，则在电流模式 PWM 升压变换器的连续模式 (CCM) 应用中，当占空比超过 50% 时，大信号会不稳定。

如图 2 (a) 所示，细线为理想的模拟波形，粗线是受扰动电流干扰的波形。电感电流上升的斜率是 V_{in}/L ，对应的 Vs 的上升斜率 $m_1 = R_s * V_{in}/L$ 。电感电流下降的斜率是 $(V_o - V_{in})/L$ ，尽管此时 Mn 是关断的，Rs 并不采样电感电流，但从系统分析的角度仍然可以等效地认为 Vs 的下降斜率为 $m_2 = -R_s * (V_o - V_{in})/L$ 。当占空比大于 50% 时， $|m_2| > m_1$ ，如果由于某种原因产生了初始扰动电流 ΔI_1 ，则会在下一周期开始时变为更大的 ΔI_2 ，引起正反馈振荡，使系统不稳定。

Mp

Mn

Rs

逻辑和驱动 V_{pwm}

PWM 比较器

时钟

振荡器

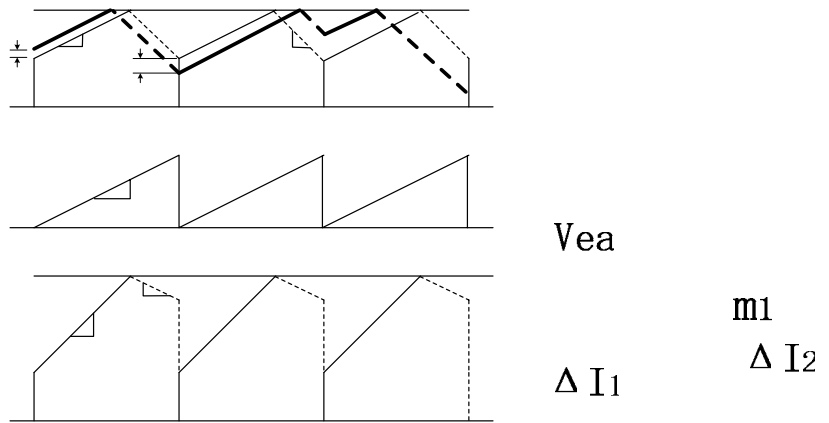


图 2. 斜率补偿波形

解决办法是在 V_s 波形上加一个斜率 m_3 ，如图 2 (b)、(c) 所示，于是这个控制器看上去上升斜率为 (m_1+m_3) ，下降斜率为 (m_3-m_2) ，如果选择好 m_3 ，使 $m_3 > (-m_2-m_1)/2$ ，

则 $|m_3-m_2| < m_1+m_3$ ，这个系统就会是稳定的。通常取 $m_3 = \frac{|m_2|}{2} = \frac{R_s \times (V_o - V_{in})}{2L}$ ，以保证系统的大信号稳定。

4. 斜率补偿电路

斜率补偿电路的关键就是要产生一个与 $(V_o - V_{in})$ 有关的补偿电压 V_{com} 。电路如图 3 所示。主要由放大器 A1、A2，MOS 管 M1~M6，电阻 R_a 和 R_b 组成。其中 M1、M4、M5 和 M6 工作在饱和区，M2 和 M3 工作在线性区。M2 和 M3 可以看作是工作在线性区的线性电阻，电阻值等于

$$R_{ds} = \frac{1}{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{gs} - V_{th})}$$

这样 M2 和 M3 就等效为两个阻值由过驱动电压控制的电阻。M2 和 M3 尺寸相同， V_{gs} 相同，所以电阻值也相同。

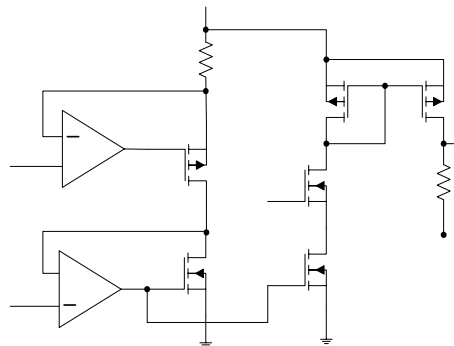


图 3. 斜率补偿电压产生电路

放大器 A1 的作用是使 M1 漏端的电压固定为 V_{in} ，于是在 R_a 上产生一个与 V_{in} 和 V_o 有关的电流 $I_{ra} = (V_o - V_{in}) / R_a$ 。放大器 A2 的作用是使 M2 的漏端电平固定在一个比较低的电平 V_r ，使 M2 工作在线性区。当 $V_o - V_{in}$ 越大， R_a 上的电流 I_{ra} 越大，由于 V_r 不变，M2

等效电阻越小， V_{g2} 的电平就越高，则 $M3$ 的电阻也越小。事实上当 V_o 和 V_{in} 确定后， $M3$ 的电阻也被确定了。 V_{ramp} 是一个锯齿波，可以由振荡器模块产生， $M4$ 是源随器，每个周期随着 V_{ramp} 的升高， $M4$ 的源端、也就是 $M3$ 的漏端会跟着升高，于是锯齿波 V_{ramp} 会使 $M3$ 产生带斜率的电流，并通过 $M5$ 镜像到 $M6$ ，斜率电流流过 R_b 产生的压降就是斜率补偿电压 V_{com} 。这个 V_{com} 电压加上 V_s 就产生了 PWM 比较器的输入电压 V_{sum} 。

该电路设计既保证了 V_{com} 与 $(V_o - V_{in})$ 的关系（实际上是占空比越大， V_{com} 的斜率越大），又可以通过改变 R_a 和 R_b 的阻值来调整 V_{com} 的斜率，具有很大的灵活性。

5. 斜率补偿电路仿真结果

图 4 是斜率补偿电路图 3 的 hspice 仿真结果。

$V_o=3.3V$ ， $V_r=0.2V$ ， $V_{in}=1V$ 或 $2V$ ， $R_a=75K\Omega$ ， $R_b=20K\Omega$

图 4 中实线是 $V_{in}=1V$ ($V_o - V_{in}=2.3V$) 时的仿真结果，虚线是 $V_{in}=2V$ ($V_o - V_{in}=1.3V$) 时的仿真结果。从仿真结果可以看出， V_{in} 越小，补偿电压 V_{com} 的斜率越大， V_{in} 越大，则补偿电压 V_{com} 的斜率越小。 V_{com} 的斜率与 $(V_o - V_{in})$ 成正比，符合设计要求。

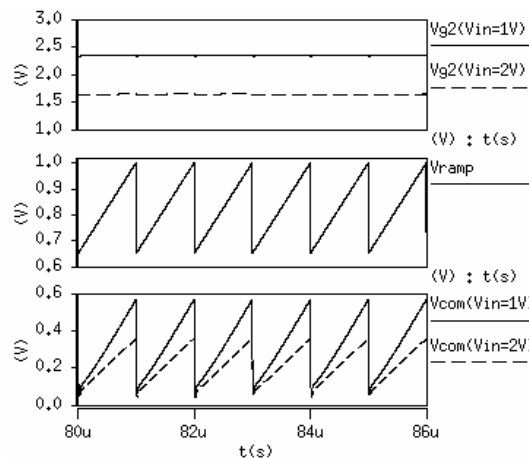


图 4. V_{com} 的斜率随 V_{in} 变化

6. 总结

本文的创新点是在图 3 的斜率补偿电路中使用了 2 个工作在线性区且 V_{gs} 相等的 MOS 管 $M2$ 和 $M3$ ，其中 $M2$ 的漏源电压固定，输入/输出电压决定了 $M2$ 的 V_{gs} 和电阻值，也确定了 $M3$ 的电阻值，而 $M3$ 的漏端接的是锯齿波电压，于是就在 $M3$ 上产生了与输入/输出电压相关的锯齿波电流，这个锯齿波电流流过一个固定电阻就得到了需要的斜率补偿电压。

对于电流模式 PWM 升压变换器，斜率补偿电路对系统的稳定性起着不可或缺的重要作用，本文给出的斜率补偿电路对于各种电流模式 PWM 变换器都具有很大的参考价值。

7. 参考文献

- [1] 陈伟，基于 DSP 的 PWM 型开关电源的设计，微计算机信息，2006 年第 1-2 期，238-240
- [2] 王志强等译，开关电源设计(第二版)，电子工业出版社，2005.9 月
- [3] 倪海东，蒋玉萍，高频开关电源集成控制器，机械工业出版社，2005.6 月

[4] Dan Mitchell, Bob Mammano, Designing Stable Control Loops, TI, 2002

作者简介:

汪 岭 (1972~), 女, 汉族, 籍贯江苏省苏州市, 苏州芯同科技有限公司设计工程师, 上海交通大学微电子学院硕士研究生, 主要研究方向为模拟集成电路设计。

Email: wangl_sz@sina.com, 通信地址: 江苏省苏州市采香花园 10 幢 205 室 (215004)

谢 憬 (1981~), 男, 汉族, 硕士, 籍贯上海市, 上海交通大学微电子学院科研人员, 主要研究方向为 SoC 设计、数模混合集成电路设计。

Biography:

Ms. WangLing was born in Suzhou in 1972. She is design engineer of Suzhou Siliconheart Technology Co. Ltd and currently working toward the M.S degree at Shanghai Jiaotong University, School of Microelectronics. Her main research subject is analog intergrated circuit design.

Mr. XieJing was born in Shanghai in 1981. He received M.S degree from Shanghai Jiaotong University. He is researcher of Shanghai Jiaotong University, School of Microelectronics. His main research subjects are SoC design and digital/analog mixed intergrated circuit design.