

轻载高效 BUCK 转换器的负载自适应控制方案

邓扬扬,冯全源

(西南交通大学 微电子研究所,四川 成都 610031)

摘 要: 提出一种适用于电流模式降压型 DC-DC 转换器的负载自适应方案(LAM). 该方案在宽负载范围内具有高效率. 采用误差信号与负载自适应的门限做比较,判定转换器工作模式,根据负载电流的大小使开关工作在 PWM 模式或轻载模式. 在轻载模式下,通过循环开启或者关闭振荡器来降低转换器的开关频率,减少开关损耗和静态功耗. 对负载自适应阈值,电感峰值电流和负载电流之间的关系进行了分析和推导. 采用 $0.5\ \mu\text{m}$ BCD 工艺,仿真结果显示在输入电压 12 V,输出电压 3.3 V,负载较轻时,转换器进入 LAM 模式,转换效率大大高于同样负载下的 PWM 模式,特别是在 $I_{\text{Load}}=10\ \text{mA}$ 时,PWM 模式的转换效率只有 45.6%,而 LAM 模式的转换效率达 80.1%.

关键词: 负载自适应;降压型;轻负载;峰值电流模式;宽负载

中图分类号: TN43

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2014)10-0138-05

A Load Adaptive Method of Buck DC-DC Converter to Improve Light-Load Efficiency

DENG Yang-yang, FENG Quan-yuan

(Institute of Microelectronics, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China)

Abstract: A current mode buck DC-DC converter with using a load adaptive method (LAM) to keep high efficiency within wide load current range are presented in this paper. The converter used error signal and a load adaptive threshold to flexible switch in pulse width modulation (PWM) mode and skip mode according to the load current. In skip mode, the converter can reduce switching loss and quiescent consumption. Through analysis and derivation, the relations between load adaptive threshold, inductance peak current and load current were inferred. Simulation results implemented in $0.5\ \mu\text{m}$ BCD process shows that, under the condition of 12 V input and 3.3 V output, When the load is light, the converter enters LAM mode, the efficiency is much higher than the same load in PWM mode, especially in $I_{\text{Load}}=10\ \text{mA}$, the efficiency of PWM mode is only 45.6%, but in LAM mode the efficiency reach 80.1%.

Key words: load adaptive; buck; light load; high efficiency; inductance peak current; Wide load

1 引言

DC-DC 转换器的功耗主要由三部分组成:导通损耗、开关损耗和静态功耗^[1]. 在重载条件下,导通损耗远远大于开关损耗和静态功耗. 但在轻载条件下,导通损耗与开关损耗相当. 特别是对于高压 Buck DC-DC 转换器,当占空比非常小并且负载非常轻时,导通损耗小于开关损耗和静态功耗,因此不

能忽略开关损耗和静态功耗.

在电流模式 Buck 转换器^[2]设计中,传统的方法是使用混合控制模式. 混合控制模式包括脉冲宽度调制(PWM)、脉冲频率调制(PFM)和抖动跳跃调制(DSM),用以在宽负载范围实现高的转换效率^[3]. 在重载情况下,PWM 模式具有固定频率,高效率和小输出纹波;在轻载情况下,PFM 模式具有较低的开关损耗. DSM 模式为低功耗模式,系统

收稿日期: 2013-12-27; 修回日期: 2014-02-18

基金项目: 国家自然科学基金项目(61271090);国家高技术研究发展计划(“八六三”计划)重大项目(2012AA012305)

中;但负载变大时,一个 LAM 周期会有两次或者两次以上开关动作,输出电压纹波变大很多,因此需要一个跟随负载变化的 LAM 门限.

2.3 负载自适应的 LAM 门限

如图 3 所示为负载自适应(LAM)门限控制原理图. 电路由 D 触发器 (DFF1), 恒定电流源 I_1 , PMOS 管 MP_1 和一个由 C_1 , R_1 和 R_2 组成的 RC 网络组成. DFF1 为 CLK 下降沿触发并由 ZC_OUT 高电平异步复位的 D 触发器. 因此,可以得到轻载时的控制波形如图 3 所示.

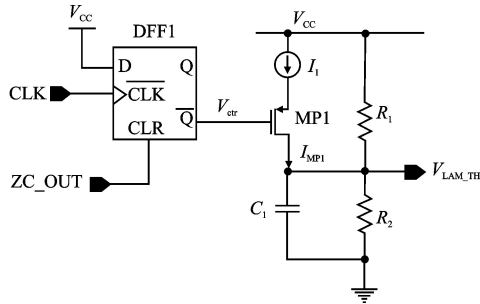


图 3 负载自适应(LAM)门限控制原理图

在 CLK 下降沿时,高端整流管导通,DFF1 被触发,输出信号 V_{ctr} 为低电平. 当电感电流下降到零时,零电流检测信号 (ZC_OUT) 输出为高电平, DFF1 复位, V_{ctr} 为高电平. 因此 V_{ctr} 的占空比反映了零电感电流占空比. 当 V_{ctr} 为低电平时 MP_1 导通, 因此 I_{MP1} 的占空比反映了非零电感电流的占空比. MP_1 的平均电流可以表示为

$$I_{MP1,avg} = I_1 \cdot \frac{(T_X + T_Y)}{T_{SF}} \quad (4)$$

式中, T_{SF} 是 DCM 周期, T_X 和 T_Y 分别为存储和释放电感电流的时间,可以得到

$$T_X = I_{L,peak} \cdot \frac{L}{V_{in} - V_{out}} \quad (5)$$

$$T_Y = I_{L,peak} \cdot \frac{L}{V_{out}} \quad (6)$$

由式(4)、(5)、(6) 得到, MP_1 的平均电流可表示为

$$I_{MP1,avg} = \frac{I_1 \cdot I_{L,peak}}{T_{SF}} \cdot \frac{L}{V_{out} \left(1 - \frac{V_{out}}{V_{in}} \right)} \quad (7)$$

负载电流近似为电感电流的均值

$$I_{Load} \cong \frac{A}{T_{SF}} = \frac{1}{2} (T_X + T_Y) \cdot I_{L,peak} / T_{SF} \quad (8)$$

由图 4 可以看出电感电流的面积 A 为一个三角形区域,由式(5)、(6)、(8),负载电流可以表示为

$$I_{Load} = \frac{I_{L,peak}^2}{2 T_{SF}} \cdot \frac{L}{V_{out} \left(1 - \frac{V_{out}}{V_{in}} \right)} \quad (9)$$

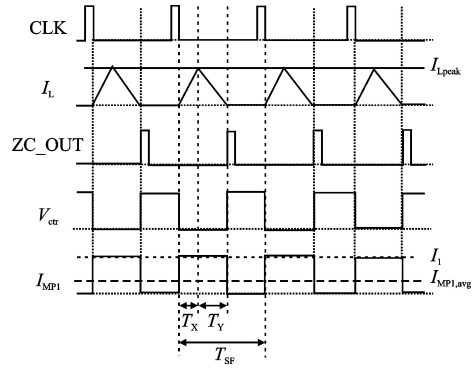


图 4 轻载时的控制波形图

由式(7)、(9),可以得到以下关系:

$$I_{MP1,avg} = \frac{2 I_1}{I_{L,peak}} \cdot I_{Load} \quad (10)$$

在 C_1 , R_1 和 R_2 组成的 RC 网络中,电容 C_1 充放电处于动态平衡. 流过 R_2 的电流为流过 MP_1 和 R_1 的电流之和. 电容 C_1 的电压为 LAM 门限 (V_{LAM_TH}). 由 RC 网络可以得到

$$\left[\frac{V_{CC} - V_{LAM_TH}}{R_1} + I_{MP1,avg} \right] \cdot R_2 = V_{LAM_TH} \quad (11)$$

$$V_{LAM_TH} = (V_{CC} + I_{MP1,avg} \cdot R_1) \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (12)$$

空载情况下 ($I_{Load} = 0$), MP_1 处于截止状态, 因此 $I_{MP1,avg}$ 恒为 0, V_{LAM_TH} 具有最小值:

$$V_{LAM_TH,min} = V_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (13)$$

随着负载增加, $I_{MP1,avg}$ 和 V_{LAM_TH} 增加. 在 CCM 模式下,电感电流恒大于 0 ($I_L > 0$), $I_{MP1,avg}$ 具有最大值为 I_1 . 因此 V_{LAM_TH} 的最大值为

$$V_{LAM_TH,max} = (V_{CC} + I_1 \cdot R_1) \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (14)$$

由式(3)、式(10) 和式(12) 可以得出以下两式:

$$\left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) R_1 \cdot I_{L,peak}^2 - V_{CC} \cdot I_{L,peak} - 2 I_1 I_{Load} R_1 = 0 \quad (15)$$

$$\left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \cdot V_{LAM_TH}^2 - V_{CC} \cdot V_{LAM_TH} - 2 I_1 I_{Load} R_1 R_1 = 0 \quad (16)$$

由式(15) 和式(16) 可以得到 $I_{L,peak}$ 和 V_{LAM_TH} :

$$I_{L,peak} = \frac{V_{CC} + \sqrt{V_{CC}^2 + 8 \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) R_1 R_1 I_1 I_{Load}}}{2 \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) R_1} \quad (17)$$

$$V_{L\text{AM_TH}} = \frac{V_{CC} + \sqrt{V_{CC}^2 + 8 \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) R_1 R_2 I_1 I_{\text{Load}}}}{2 \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)} \quad (18)$$

式(17)和式(18)满足的条件为 $I_{\text{Load}} \leq I_{\text{Lpeak}} / 2$ (DCM 模式的条件)。

在不同负载范围内,负载自适应环路波形如图 5 所示。在 DCM 模式下,随着负载增加电感峰值电流增加。在 CCM 模式下,负载自适应门限为固定值且为最大值。由式(14)、式(18),可以得到 DCM 和 CCM 模式的临界负载电流 $I_{\text{o,M}}$:

$$I_{\text{o,M}} = \frac{I_1 R_1 + V_{CC}}{2(1 + R_1/R_2) \cdot R_1} \quad (19)$$

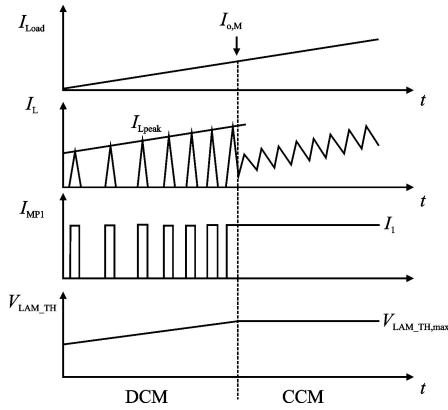


图 5 不同负载下 LAM 环路控制波形图

3 仿真结果

电路采用 $0.5 \mu\text{m}$ UMC 工艺,应用条件如下: $V_{\text{in}} = 4 \sim 16 \text{ V}$, $V_{\text{out}} = 1 \sim 13 \text{ V}$, $L = 4.7 \mu\text{H}$, $C = 44 \mu\text{F}$, $R_{\text{ESR}} = 5 \text{ m}\Omega$, 高端整流管导通电阻为 $90 \text{ m}\Omega$, 低端整流管导通电阻为 $30 \text{ m}\Omega$, 电流采样跨阻增益 $R_1 = 0.2 \Omega$. 负载自适应方案应用参数如下: $V_{CC} = 5.5 \text{ V}$, $R_1 = 90 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 6.5 \text{ k}\Omega$, $I_1 = 22 \mu\text{A}$, $C_1 = 4 \text{ nF}$. 在这些条件下,由式(19)计算得到 $I_{\text{o,M}}$ 为 1.26 A ;由式(13)得到 $V_{\text{LAM_TH,min}}$ 为 0.370 V ,带入式(3)得到 $I_{\text{Lpeak,min}}$ 为 1.85 A ;在 DCM 模式下,由式(14)得到 $V_{\text{LAM_TH,max}}$ 为 0.508 V ,代入式(3) $I_{\text{Lpeak,max}}$ 为 2.54 A .

在 $V_{\text{in}} = 12 \text{ V}$, $V_{\text{out}} = 3.3 \text{ V}$ 时,图 6 所示为 10 mA 负载下的仿真结果,得到负载自适应门限 $V_{\text{LAM_TH}} = 0.38 \text{ V}$,电感峰值电流 $I_{\text{Lpeak}} = 1.87 \text{ A}$,略大于理论计算的 I_{Lpeak} 最小值 $I_{\text{Lpeak,min}}$,输出电压纹波为 74 mV ;图 7 所示为 200 mA 负载下的仿真结果,得到 $V_{\text{LAM_TH}} = 0.42 \text{ V}$, $I_{\text{Lpeak}} = 2.13 \text{ A}$,输出电压纹波为 120 mV .

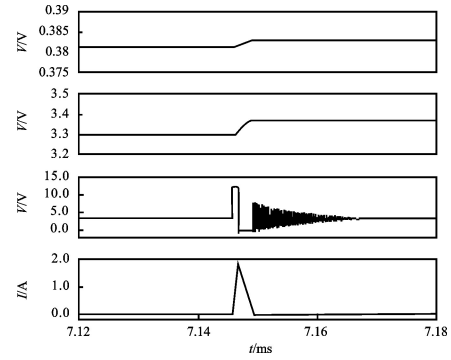


图 6 $V_{\text{in}} = 12 \text{ V}$, $V_{\text{out}} = 3.3 \text{ V}$, $I_{\text{load}} = 10 \text{ mA}$ DCM 波形图

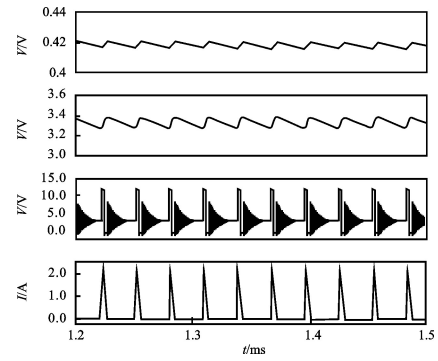


图 7 $V_{\text{in}} = 12 \text{ V}$, $V_{\text{out}} = 3.3 \text{ V}$, $I_{\text{load}} = 200 \text{ mA}$ DCM 波形图

重载时转换器工作在 PWM 模式,轻载时工作在 LAM 模式,当负载出现阶跃时,转换器是否能够快速响应并切换到合适的工作模式,尽可能地减小输出电压过冲成为一个很重要的指标。在 $V_{\text{in}} = 12 \text{ V}$, $V_{\text{out}} = 3.3 \text{ V}$ 时,图 8 为负载电流由 50 mA 升到 2 A 转换器的输出响应图,得到负载自适应门限从 0.40 V 变化至 0.51 V ,此时电压过冲为 210 mV (约 6.4%)。在图 9 中负载从 2 A 突然降低到 50 mA ,得到负载自适应门限从 0.51 V 变化至 0.4 V ,此时电压过冲为 161 mV (约 4.9%)。

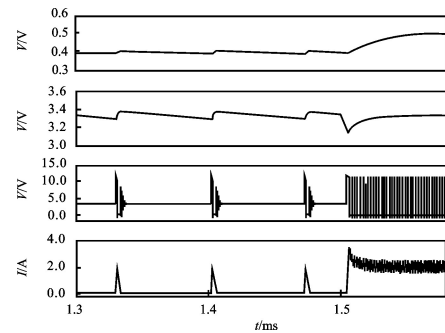


图 8 负载从 $I_{\text{load}} = 50 \text{ mA}$ 到 $I_{\text{load}} = 2 \text{ A}$ 瞬态波形图

采用本文中的负载自适应方案(LAM), Buck

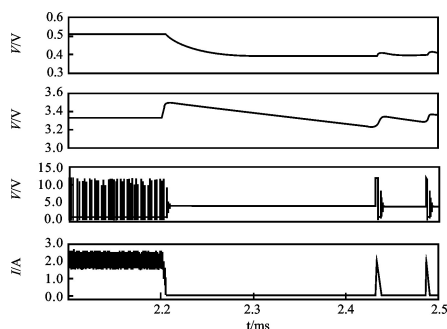


图9 负载从 $I_{load} = 2\text{ A}$ 到 $I_{load} = 50\text{ mA}$ 瞬态波形图

转换器可以根据负载的大小在 PWM 和 LAM 模式下灵活切换. 转换器两种模式下的效率曲线如图 10 所示, 由此可见在轻载时通过减少开关损耗和静态功耗, 效率有了很大提高. 从图 10 可以看出, LAM 模式转换效率大大高于同样负载下的 PWM 模式, 轻载效率最高可以达到 94.2%; 在负载为 10 mA 时, 效率也可以维持在 80.1%.

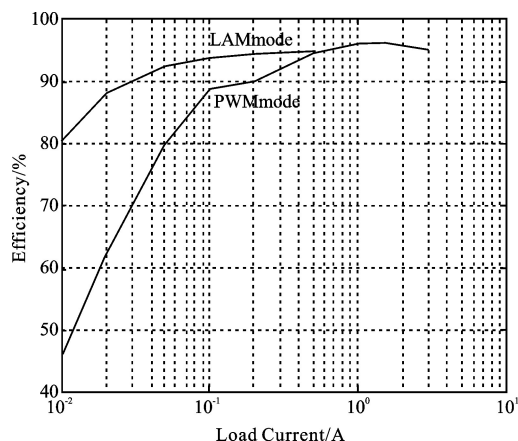


图10 LAM 模式和 PWM 模式的效率

4 结束语

本文提出了一种适用于电流模式 Buck 转换器的负载自适应方案(LAM), 在宽负载范围内均能保

持较高转换效率. 电路采用 $0.5\text{ }\mu\text{m}$ BCD 工艺, 仿真结果表明, 根据负载电流的大小转换器可以在 PWM 和 LAM 模式下灵活切换.

参考文献:

- [1] Lai Xinquan, Zeng Huali, Ye Qiang, et al. Design of high efficiency dual-mode buck DC-DC converter[J]. Journal of Semiconductors, 2010, 31(11): 115005.
- [2] 杨林才, 冯全源. 一种峰值电流模式下的轻载高效 Buck 转换器设计[J]. 微电子学与计算机, 2014, 01(31): 160-163.
- [3] Jaber A Abu Qahouq, Osama Abdel-Rahman, Lilly Huan-g, et al. On load adaptive control of voltage regulators for power managed loads: control schemes to improve converter efficiency and performance[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(5): 1806-1819.
- [4] 刘松. Buck 变换器轻载时三种工作模式原理及应用[J]. 电力电子技术, 2007, 41(11): 75-77.
- [5] Chi-Lin Chen, Wei-Lun Hsieh, Wei-Jen Lai, et al. A new PWM/PFM control technique for improving efficiency over wide load range[C]// The 15th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, Boston: IEEE, 2008: 962-965.
- [6] JingWang, Wenchao Gong, LenianHe. Design and implementation of high-efficiency and low-power DC-DC converter with PWM/PFM modes[C]// The 7th IEEE International Conference on ASIC, Southwest: IEEE, 2007: 596-599.

作者简介:

邓扬扬 女, (1989-), 硕士研究生. 研究方向为模拟集成电路的研究与设计.

冯全源 男, (1963-), 博士, 教授, 博士生导师. 研究方向为数字、模拟及射频集成电路设计.