

一种同步 BUCK 变换器反向限流电路的设计

黄苏平,冯全源

(西南交通大学 微电子研究所,四川 成都 610031)

摘 要: 同步 BUCK 变换器在轻载模式下会出现电感电流倒灌现象.若是反向电流过大,将会增加系统的导通损耗,降低芯片的效率.针对这一问题,设计了一款反向限流电路,该电路利用 NMOS 开关管的体效应二极管将负载的能量转移给输入电源,从而有效地限制了电流的倒灌.该反向限流电路基于 $0.5\ \mu\text{m}$ BCD 工艺,在 HSPICE 上进行系统仿真.仿真结果证明,轻载时与不加反向限流电路的系统相比效率提高了 2%.

关键词: 同步;BUCK 变换器;轻载模式;反向限流

中图分类号: TN4

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2014)02-0035-04

Design of a Limiting Reverse Current Circuit for Synchronous BUCK Converter

HUANG Su-ping, FENG Quan-yuan

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

Abstract: The phenomenon that inductor current flow backward appears when synchronous BUCK converter works in light load mode. If the reverse current is too large, not only the conduction loss will be increased, but the efficiency of the system will be reduced. According to this problem a limiting reverse current circuit is designed. By using the body effect diode of NMOS switch tube, the energy of the load can be transferred to power, so the happening of current backward flowing be avoided. The limiting reverse current is based on $0.5\ \mu\text{m}$ BCD technology, and has been carried on the system simulation on HSPICE. The simulation result shows that the efficiency with limiting reverse current circuit be improved by 2% compared to others without the proposed circuit.

Key words: synchronous; BUCK converter; light load mode; limiting reverse current

1 引言

近年来,随着低电压、大电流、高效率的开关电源越来越广泛应用,采用低功耗同步整流器替代传统整流二极管已成为提高效率的主要技术^[1].对于 BUCK 变换器,在满负载情况下,系统工作于连续电流模式(CCM),但其在轻负载时有突发模式、跳脉冲模式^[2]和强迫连续模式(FCCM)3种工作模式,由于 FCCM 具有最好的轻载调整率和最小的输出电压纹波,且控制最简单,在一些要求干扰噪声低的通讯系统中得到广泛的应用^[3].PWM 控制的同

步 BUCK 变换器轻载时输出电压会升高,此时需要少量的输出反向电流以释放输出电容上的电荷,但此反向电流不能太大,否则会大大降低芯片的效率,特别是在系统短路恢复时,反向电流将非常大,因此合理地设计一款反向限流电路十分重要.

本文详细介绍同步 BUCK 变换器反向限流机制,设计一种全集成的反向限流比较器.

2 反向限流电路的分析与设计

2.1 同步 BUCK 变换器的工作原理

同步 BUCK 变换器的拓扑如图 1 所示,其中

收稿日期: 2013-04-01; 修回日期: 2013-05-23

基金项目: 国家自然科学基金重大项目(60990320, 60990323); 国家高技术研究发展计划(“八六三”计划)重大项目(2012AA012305); 国家自然科学基金面上项目(61271090); 四川省科技支撑计划项目(2012GZ0101)

Driver 信号是带有死区时间控制的 PWM 方波, M1 为主开关管, M2 为同步整流管, L 为储能电感, C 为输出电容, R_L 为负载电阻. 当 Driver 信号为高电平时开关管 M1 导通, 输入电压对电感充电; 当 Driver 信号为低电平时 M2 导通, 电感放电.

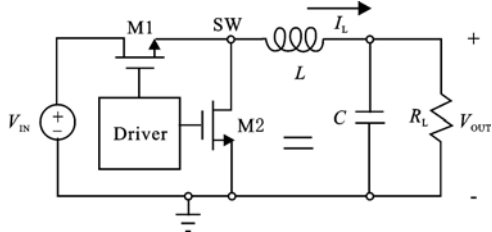


图1 同步BUCK变换器的拓扑

PWM 控制的同步 BUCK 变换器在重负载时, 系统工作于连续电流模式; 在轻负载时, 由于同步整流管的双向导通性, 电感电流减小到 0 后电路仍然工作在连续模式下, 电流继续下降到负值, 此时的工作模式叫做强迫电流连续模式 (FCCM)^[4], 其电感电流波形图如图 2 所示.

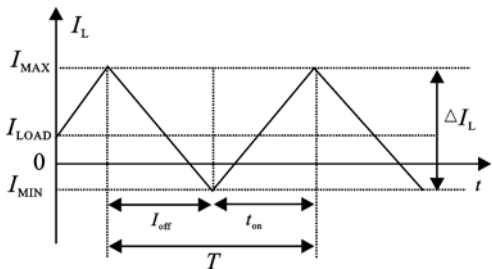


图2 FCCM 电感电流波形

t_{on} 时间内开关管 M1 导通, t_{off} 时间内同步整流管 M2 导通. 对于连续模式下的 BUCK 电路, 电感电流的平均值与负载电流相同^[5]:

$$I_{LOAD} = \frac{I_{MAX} + I_{MIN}}{2} \quad (1)$$

根据伏秒法则, 得出电感纹波表达式如下:

$$\Delta I_L = \frac{V_{OUT}}{L f_{sw}} \left[1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right] \quad (2)$$

式中, f_{sw} 为开关频率. 当负载电流 I_{LOAD} 等于 0 时, 电感谷值电流 I_{MIN} 将处于最低值: $|I_{MIN}| = \Delta I_L / 2$, 此值即为电感电流能到达的最大负值. 由式(2)求导可知, 其最大值发生在输入电压为最大值 V_{INMAX} 、输出电压 $V_{OUT} = V_{INMAX} / 2$ 时, 即

$$|I_{MIN}|_{MAX} = \frac{V_{INMAX}}{8 L f_{sw}} \quad (3)$$

所以反向限流门限 I_{L_TH} 必须要小于 $|I_{MIN}|_{MAX}$, 以避免在轻载情况下系统的效率降低.

2.2 同步限流设计

首先假设图 1 中的功率管 M1、M2 的导通阻抗

分别为 R_{ON1} 、 R_{ON2} , 则在开关管 M1 导通时 SW 端的电压 V_{SW1} 为^[6]

$$V_{SW1} = V_{IN} - I_L \cdot R_{ON1} \quad (4)$$

同步整流管 M2 导通时 SW 端的电压 V_{SW2} 为

$$V_{SW2} = 0 - I_L \cdot R_{ON2} \quad (5)$$

假设 R_{ON1} 、 R_{ON2} 为定值, 根据式(4)、式(5)可知, SW 端的电压变化量与电感电流的变化量成线性比例关系, 因此可以利用 SW 端电压作为电感电流的采样信号.

反向限流的原理图如图 3 所示. 其中 MN1 是 SW 的电压传输管, 用来保护限流比较器 LS_limit 的输入端不被烧毁. 此限流比较器带有迟滞门限, 其迟滞门限由低端限流阈值 I_{L_TH} 决定. 系统反向限流发生在电感放电阶段, 此时开关管 M1 一直关闭, 由于 M1 是 NMOS 管, 所以可以利用其体效应二极管 D_P 向电源送电. 因此该拓扑从输出到输入可看作是一个工作于非连续模式的 Boost 结构, 其利用 SW 电压来检测电感电流, 经过限流比较器和同步管 M2 的驱动电路 LS_Driver 实现限流功能.

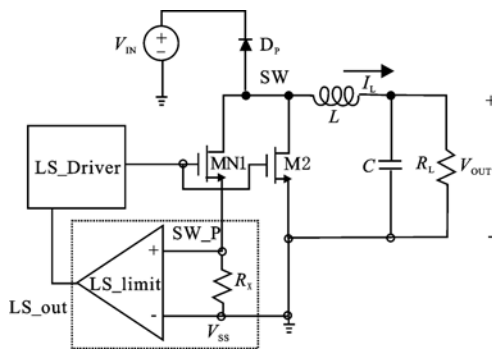


图3 反向限流原理图

反向限流示意图如图 4 所示, 限流发生在 $SW > 0$ 时, 此时有两种情况:

(1) 电感充电时段, $SW \approx V_{IN}$, 此时不需要反向限流. LS_Driver 将把 M2 与 MN1 关闭, 使限流回路断开, SW_P 由电阻 R_x 拉到 V_{SS} . 由于 SW_P 小于限流比较器的门限值 V_{LMT_TH} , 因此 LS_out 为低电平. 将限流回路断开还避免了限流比较器的输入端被高压 V_{IN} 烧毁;

(2) 电感放电时段, 需要低端限流机制. 系统轻载情况下, 当电感电流 I_L 减小到零时, 由于 MOS 管的双向导通性, 电感电流将反向增加, 由式(5)知 SW 将大于零. 一旦 I_L 到达限流门限 I_{L_TH} , 限流比较器将被触发, 其输出 LS_out 翻转为高电平, 经过低端管驱动电路后, 系统将 M2 与 MN1 关闭, 负载将通过 M1 的体效应二极管 D_P 向电源充电.

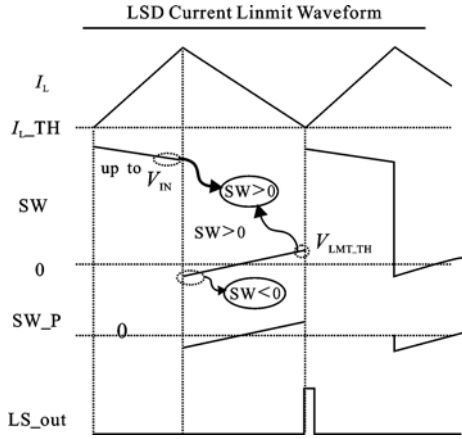


图4 反向限流示意图

2.3 反向限流比较器设计

反向限流比较器的整体电路如图5所示,它由

折叠式共源共栅输入级、电流放大级和电流比较输出级组成。

2.3.1 折叠式共源共栅输入级

由于输入电压要求到0V,因此选择了P管放大的折叠式共源共栅作为输入级.其中M1和M2为PMOS共源放大管,M6和M7为NMOS共栅放大管.M8和M9为电流镜负载,将差动输入转换为单端输出电压 V_{O1} .此级电路的功能是将输入的差分电压进行放大,其电压增益可表示为

$$A_{V1} = g_{m1} \{ r_{o9} \parallel [g_{m7} r_{o7} (r_{o5} \parallel g_{m2} r_{o2} R)] \} \quad (6)$$

在输入电压差为0时,设输出电压 V_{O1} 的静态值为 V_{O1-Q} ,则输出电压可表示为

$$V_{O1} = V_{O1-Q} + \Delta V_{IN} \cdot A_{V1} \quad (7)$$

其中, $\Delta V_{IN} = SW_P - V_{SS}$.

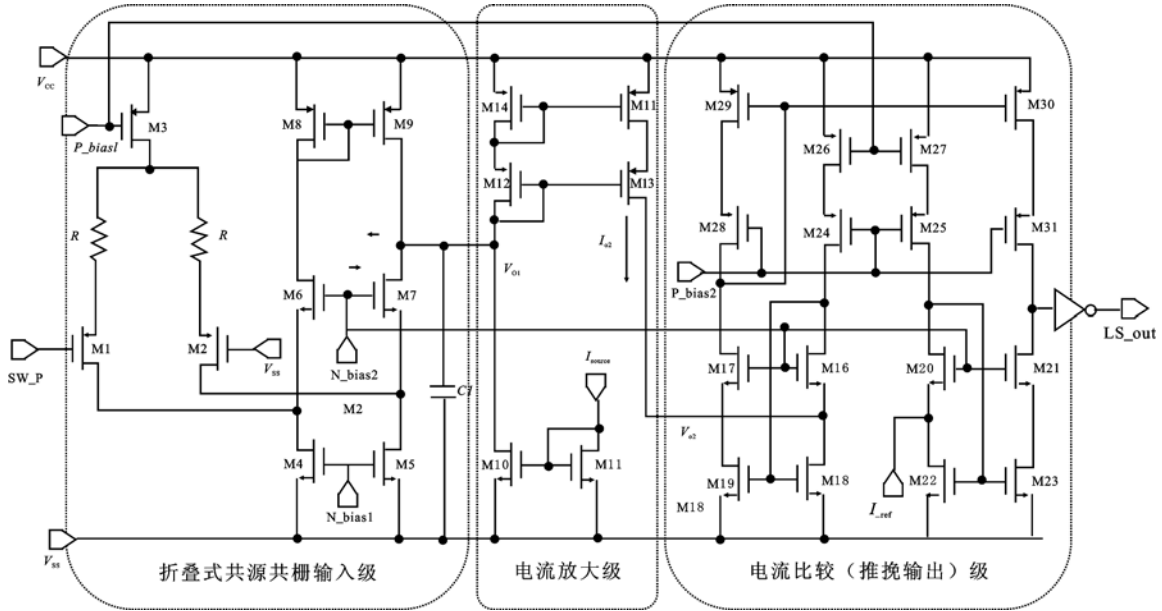


图5 限流比较器的整体电路

2.3.2 电流放大级

电流放大级的功能是将上一级输出电压 V_{O1} 转换为电流 I_{O2} .其中M10和M11提供电流偏置,M12~M15组成共源共栅电流镜.假设PMOS的阈值电压都是 V_{TP} ,则输出电流 I_{O2} 与上一级输出电压 V_{O1} 的关系可有以下式表示:

$$V_{CC} - V_{O1} = \sqrt{\frac{2I_{O2}}{\mu_p C_{OX} \left(\frac{W}{L}\right)_{15}}} + \sqrt{\frac{2I_{O2}}{\mu_p C_{OX} \left(\frac{W}{L}\right)_{13}}} + 2|V_{TP}| \quad (8)$$

2.3.3 电流比较输出级

输出级为折叠式共源共栅结构,但其输入为电流信号,且采用推挽输出增大了摆率.其中 I_{ref} 为参考电流,当输入差分电流 $\Delta I_{in} = |I_{O2} - I_{ref}|$ 不等于

零时,输出 LS_out 将会翻转.所以在 $I_{O2} = I_{ref}$ 时,可由式(6)、式(7)、式(8)得出整个限流比较器的门限:

$$\Delta V_{IN} = \frac{V_{CC} - V_{O1-Q} - \sqrt{\frac{2I_{ref}}{\mu_p C_{OX} \left(\frac{W}{L}\right)_{15}}} - \sqrt{\frac{2I_{ref}}{\mu_p C_{OX} \left(\frac{W}{L}\right)_{13}}} - 2|V_{TP}|}{A_{V1}} \quad (9)$$

由式(9)可知:限流电路的电流门限 I_{L_TH} 所对应的电压 V_{LMT_TH} 即为 ΔV_{IN} .

3 仿真结果

将上述反向限流电路应用于一款同步BUCK

型电路,基于 $0.5\ \mu\text{m}$ BCD 工艺和 HSPICE 软件对系统进行仿真. 输入电压 $4.5\sim 23\ \text{V}$, 开关频率 $340\ \text{kHz}$, 储能电感 $4.7\ \mu\text{H}$, 输出电容 $44\ \mu\text{F}$, 负载从 $0.1\ \text{A}$ 到 $3.5\ \text{A}$ 变化, 设反向限流门限 $-1.4\ \text{A}$.

系统在短路恢复时, 将突然从重载模式切换到轻载模式, 输出电压将迅速增大, 输出电流也会反向增大, 因此这种情况下检测限流功能最好. 其仿真结果如图 6 所示, 若系统中有同步限流电路, 则在短路恢复时, 电感反向电流被限制在 $-1.4\ \text{A}$; 若无反向限流电路, 电感电流能到达 $-4\ \text{A}$, 这将增加系统的损耗, 大大降低芯片的效率.

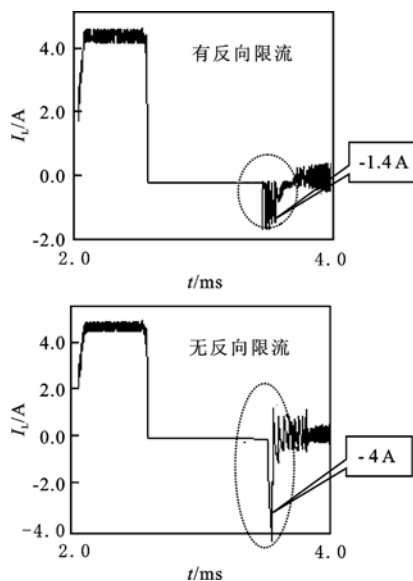


图 6 短路恢复电感电流波形

系统在不同电流负载条件下的效率如图 7 所示, 仿真结果与理论分析基本一致. 轻负载情况下 ($I_L < 0.5\ \text{A}$), 带有反向限流电路的效率比不带反向限流电路的效率 2% 左右; 而在重负载情况下 ($I_L > 1\ \text{A}$), 系统内部的反向限流机制不会被触发, 因此系统的效率基本相同.

4 结束语

针对同步 BUCK 变换器轻载时工作于 FCCM 模式, 反向电流很大的问题, 提出了一种新的反向限流方案, 利用 NMOS 开关管的体效应二极管, 将负

载的能量转移给输入电源, 从而将电感电流限制在设定的范围. 该电路已应用于一款 DC-DC 设计中, 并在 $0.5\ \mu\text{m}$ BCD 工艺上进行了系统验证. 结果表明, 同不加反向限流电路的系统相比, 该系统在轻载模式下效率提高了约 2% , 系统工作性能良好.

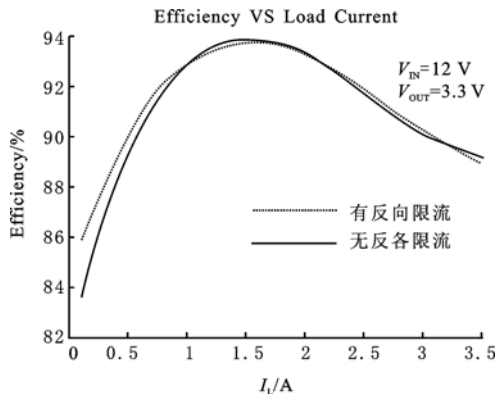


图 7 不同电流负载下的系统效率

参考文献:

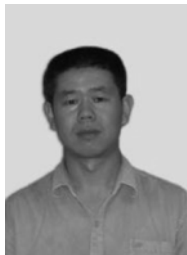
- [1] 孙毛毛, 冯全源. 同步整流器电流控制比较器的研究与设计[J]. 微计算机信息, 2007, 23(9): 295-297.
- [2] 张鹏婷, 王俊峰. 一种多模式高效率单片同步 BUCK 型 DC-DC 变换器[J]. 微电子学与计算机, 2009, 26(7): 109-112.
- [3] 刘松. Buck 变换器轻载时三种工作模式原理及应用[J]. 电力电子技术, 2007, 41(11): 75-77.
- [4] Sanjaya Maniktala. 精通开关电源设计 [M]. 北京: 人民邮电出版社, 2008: 70-71.
- [5] Prodic A, Maksimovic D. Digital PWM controller and current estimator for a low-power switching converter [C]// Proc the 7th Workshop on Computer in Power Electronics. New York, 2007: 123-128.
- [6] 王辉, 王松林, 来新泉, 等. 同步整流降压型 DC-DC 过零检测电路的设计[J]. 固体电子学与进展, 2010, 30(2): 276-280.

作者简介:

黄苏平 女, (1988—), 硕士研究生. 研究方向为模拟集成电路设计.

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

(上接第 34 页)



滕东兴 男, (1973—), 博士, 副研究员. 研究方向为人机交互技术、信息可视化技术、制造业商务智能.



杨海燕 女, (1980—), 博士, 助理研究员. 研究方向为人机交互、草图用户界面.