

DOI:10.3969/j.issn.1003-5060.2023.07.009

# 一种基于开关电源的过流保护电路

李佳成, 赵宏亮, 卢雪梅

(辽宁大学 物理学院, 辽宁 沈阳 110036)

**摘要:**文章设计一种基于谷值限流方式的过流保护电路,利用整流开关管自身导通阻抗进行采样,通过正负电压叠加的方式消除工艺偏差对限流阈值的影响。采用 $0.18\ \mu\text{m}$ 的BCD(bipolar-CMOS-DMOS)工艺进行设计,电路结构简单、精确度高、响应速度快。在Cadence软件的Spectre环境下进行仿真验证,该电路对电源电压和温度变化引起的过流阈值偏移有很强的抑制能力,在 $3\sim 6\ \text{V}$ 的电源电压和 $-55\sim 125\ ^\circ\text{C}$ 的温度范围内,过流阈值的最大误差仅为 $3.5\%$ ,传输延时仅为 $28\ \text{ns}$ 。

**关键词:**过流保护;谷值限流;电流采样;高精度;开关电源

**中图分类号:**TN492 **文献标志码:**A **文章编号:**1003-5060(2023)07-0919-04

## An over-current protection circuit based on switching converter

LI Jiacheng, ZHAO Hongliang, LU Xuemei

(School of Physics, Liaoning University, Shenyang 110036, China)

**Abstract:** This paper designed an over-current protection circuit based on valley current limiting mode. The current was sensed by the on-resistance of the rectifier MOSFET. And the influence of process deviation on current limiting threshold was eliminated by superposition of positive and negative voltages. The design was carried out using  $0.18\ \mu\text{m}$  bipolar-CMOS-DMOS(BCD) process. The circuit has the advantages of simple structure, high accuracy and fast response. The simulation was conducted in the Spectre environment of Cadence software, and the results show that the over-current threshold deviation caused by supply voltage and temperature changes is highly inhibited. The maximum error of the over-current threshold is only  $3.5\%$  in the range of  $3\sim 6\ \text{V}$  supply voltage and  $-55\sim 125\ ^\circ\text{C}$ . And the transmission delay is only  $28\ \text{ns}$ .

**Key words:** over-current protection; valley current limit; current sense; high precision; switching converter

## 0 引 言

随着电子信息技术的不断发展,电子产品越来越趋于轻型化和小型化,因此高性能的电源管理芯片在市场上占据越来越重要的地位。开关电源芯片作为一种高效率、体积小、质量轻、精度高的电源芯片在电子、通信、航天、军事等领域被广泛应用<sup>[1]</sup>,其中大功率 MOSFET 开关管因其出

色的高频开关特性和低的导通阻抗而被广泛应用,但其又存在过载承受能力较弱的问题,过大的电流可能会对器件造成永久性的损伤,降低芯片的安全性和可靠性<sup>[2]</sup>。因此,如何设计出可靠而合理的过流保护电路尤为重要,它必须具有较快的响应速度且不受电源电压和温度的影响<sup>[3-4]</sup>。

传统过流保护电路在系统过流时,会将过流信号反馈给控制电路来关断功率管,以限制住电

收稿日期:2021-07-24;修回日期:2021-12-07

基金项目:辽宁省自然科学基金资助项目(2021-MS-148);辽宁省教育厅科学研究资助项目(LJC201904)

作者简介:李佳成(1997—),男,河北唐山人,辽宁大学硕士生;

赵宏亮(1982—),男,辽宁沈阳人,辽宁大学副教授,硕士生导师,通信作者,E-mail:ZZHHLL-11@163.com.

感电流峰值的方式来达到限流的目的<sup>[5]</sup>。通常过流保护电路电流采样的方式有 2 种:一种利用串联电阻采样;另一种利用功率管自身的导通阻抗来采样<sup>[6]</sup>。文献[1]利用一个采样电阻与开关管串联,通过调整电阻与开关管导通阻抗的系数进行匹配来精确限流阈值,然而但是由于开关管的导通阻抗与电阻受工艺与温度的变化趋势不同,其只能在某一条件下精确匹配;文献[7]利用功率管自身的导通阻抗采样,基于理想的正负温度系数的假设条件下,得到了不受电源与温度影响的理论限流阈值公式,然而由于实际器件的温度系数与理想情况的差距以及沟道调制效应的影响,实际电路中达到精确度并不高。

针对上述问题,本文基于谷值限流的方式设计了一种新颖的采样比较方式。该方式电路结构简单、响应速度快、精确度高,适用于电流模式控制的开关电源芯片。

## 1 电路整体结构和基本原理

电路的整体结构如图 1 所示。

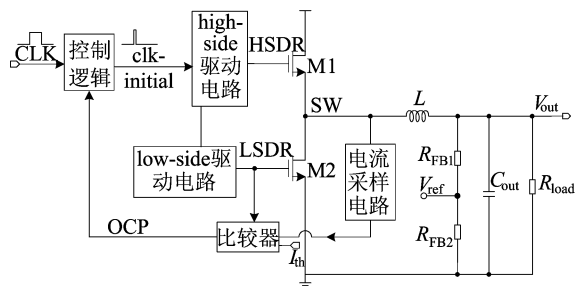


图 1 电路整体结构图

该结构由采样电路、比较器和控制逻辑 3 部分组成。M1 为功率开关管, M2 为整流开关管, 当 M2 管打开时与比较器开始工作。基于电流模式控制方法<sup>[8]</sup>, 时钟信号 CLK 上升沿来临时, 控制逻辑产生窄脉冲信号 clk\_initial 控制 M1 管打开, 同时 M2 管关闭, 电感电流上升。下一阶段, M1 管关闭, M2 管打开, 电感电流开始下降。当芯片处于正常工作状态时, 在每一个 CLK 上升沿来临时, 系统不断重复上一周期的动作。当芯片过流时, 电感电流高于过流阈值, 比较器输出的过流信号 OCP 变高, 控制逻辑屏蔽 clk\_initial 信号, 使下一周期在 CLK 上升沿来临时 M1 管不能开启, 保持电流继续下降。直到某一周期的 CLK 上升沿来临时电感电流谷值低于过流阈值, 比较器的输出翻转, 不再屏蔽 clk\_initial 信号, M1 管

才能再次开启, 重复周期动作。

由图 1 可得:

$$V_L = V_{SW} - V_{out} \quad (1)$$

结合电感方程和 Buck 电路占空比方程

$$\Delta I = \frac{V_L}{L} \Delta T = \frac{V_{SW} - V_{out}}{L} \Delta T \quad (2)$$

$$D = \frac{T_{on}}{T} = \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (3)$$

其中:  $V_L$  为电感两端电压;  $\Delta I$  为电感电流的变化量。在 M1 管打开的电流上升阶段,  $V_{SW}$  与电源短接,  $V_{out}$  值由反馈电阻决定,  $\Delta T$  为功率开关管的导通时间  $T_{on}$ , 其由占空比  $D$  决定。在某一工作状况下均为定值。因此,  $\Delta I$  保持不变, 当电感电流的谷值被限制住时, 负载电流也被限制住。

## 2 关键单元电路设计

### 2.1 采样电路

本文的电流采样电路如图 2 所示。在 M2 管导通时, 电流  $I_L$  是从地流向 SW 点, 得到的  $V_{SW}$  为一个负电压, 其大小为电感电流大小的直接反映。通过将固定的偏置电流  $I_{bias}$  经过匹配管  $M_{match}$  流向 SW 点, 在  $V_{SW}$  的负电压基础上叠加一个正电压来消除导通阻抗的影响。

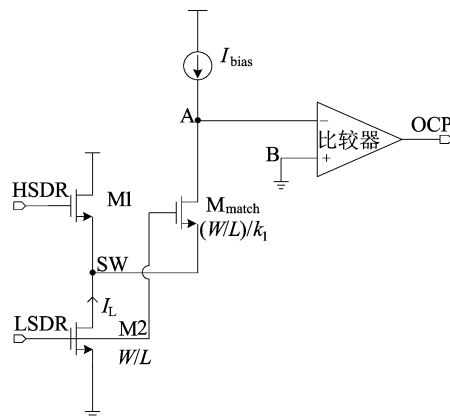


图 2 采样电路

由图 2 可得:

$$V_{SW} = -I_L R_{on\_M2} \quad (4)$$

$$V_A = V_{SW} + I_{bias} k_1 R_{on\_M2} \quad (5)$$

$$V_B = 0 \quad (6)$$

其中:  $R_{on\_M2}$  为 M2 管的导通阻抗; M2 与  $M_{match}$  是匹配管, 即  $M_{match}$  管的导通阻抗为  $k_1 R_{on\_M2}$ ,  $k_1$  为比例系数。当电路正常工作时,  $I_L$  的值比较小,  $V_{SW}$  的值经过正电压叠加后, 使  $V_A > V_B$ , 比较器输出的 OCP 信号为低电平; 当电路过流时,  $I_L$  的值变大,  $V_{SW}$  负值更小, 使  $V_A < V_B$ , 比较器输出的

OCP 信号翻转为高点平。

联立式(4)~(6),当  $V_A = V_B$  时得流过流阈值为:

$$I_{th} = k_1 I_{bias} \quad (7)$$

由式(7)可知,过流阈值  $I_{th}$  为一个与电源电压和温度无关的值。

### 2.2 比较器

基于采样电路的结构,采用以电流源为负载的共源共栅结构为基础设计比较器,电路的具体结构如图 3 所示。M3~M10 为比较级,流过 M3~M6 与 M7~M10 的电流均为偏置电流  $I_{bias}$ ,同时作为采样电路中流入 SW 点的电流。电感电流越大,A 处的电压越低,M5 和 M6 的栅极电压越低。当 A 处电压低于 B 处电压时,由于电流镜像的作用,流过 M9 和 M10 的电流会低于流过 M7 和 M8 的电流,使输出点电压被拉高,经过输出级 M13~M15 与反相器输出 OCP 高电平信号。由于功率管的尺寸通常很大,增加 M16~M19 的共源共栅结构来镜像一路电流  $aI_{bias}$  来调节过流阈值以降低比例系数, $a$  为电流镜并联数。

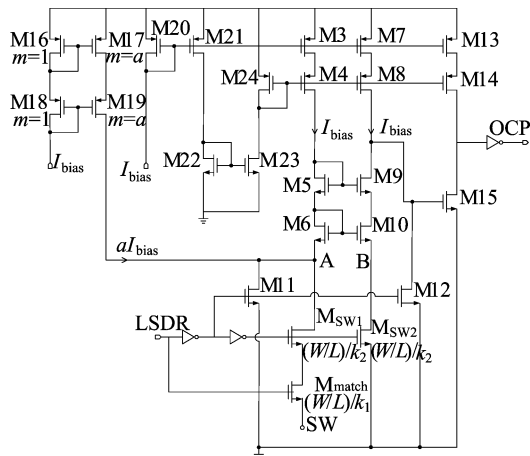


图 3 比较器电路

由图 2、图 3 可知,在理论结构上增加了  $M_{sw1}$  和  $M_{sw2}$  管,这是由于 M1 和 M2 处于不断开关的状态, $V_{sw}$  的跳变非常大,严重影响比较器的反应速度。因此加入  $M_{sw1}$  和  $M_{sw2}$  管作为开关,在 M2 管关断时,断开 A 点与 SW 点的通路,通过 M11 和 M12 管使 A、B 两点电压总是保持在相同水平以提高响应速度。注意到  $M_{sw1}$  和  $M_{sw2}$  管串联在采样回路中,因此 M2、 $M_{match}$ 、 $M_{sw1}$ 、 $M_{sw2}$  均应设计为匹配管,同时式(5)~(7)修正为:

$$V_A = V_{sw} + (a + 1)I_{bias}k_1R_{on\_M2} \quad (8)$$

$$V_B = I_{bias}k_2R_{on\_M2} \quad (9)$$

$$I_{th} = (a + 1)I_{bias}k_1 + aI_{bias}k_2 \quad (10)$$

其中, $k_2$  为比例系数。

### 2.3 控制逻辑

控制逻辑电路如图 4 所示,电路由触发器与简单的逻辑门电路构成。在系统处于正常工作状态时,OCP 信号为低电平,OCP 信号不会影响与非门的输出结果。功率开关管 M1 的开启完全由 L5DR 信号控制。在系统处于过流状态时,OCP 信号为高电平,无论 L5DR 信号是什么,当 CLK 的上升沿来临时,clk\_initial 信号会被屏蔽,使 M1 管不能开启。

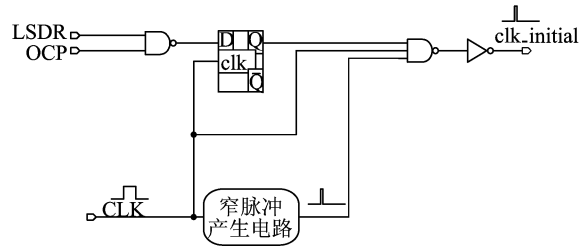


图 4 控制逻辑电路

### 3 电路仿真结果及分析

基于  $0.18 \mu\text{m}$  的 BCD (bipolar-CMOS-DMOS) 工艺在 Spectre 环境下进行电路仿真,仿真参数见表 1 所列,将仿真参数代入式(10)中得到过流阈值为  $7.348 \text{ A}$ 。

表 1 过流保护电路的仿真参数

参数	$I_{bias}$	$a$	$k_1$	$k_2$
仿真结果	2	42	68 678	17 170

在  $3 \sim 6 \text{ V}$  的电源电压和  $-55 \sim 125 \text{ }^\circ\text{C}$  的温度范围内分别设置 5 步进行仿真,结果见表 2 所列。电压在  $+50 \sim -50 \text{ mV}$  的阶跃信号下仿真比较器的响应速度,仿真曲线如图 5 所示。本文与其他文献的过流保护电路的性能参数见表 3 所列。

表 2 不同电源电压和温度时的过流阈值 单位:A

$V_{in}/\text{V}$	$-55 \text{ }^\circ\text{C}$	$-15 \text{ }^\circ\text{C}$	$25 \text{ }^\circ\text{C}$	$85 \text{ }^\circ\text{C}$	$125 \text{ }^\circ\text{C}$
3.00	7.305	7.335	7.365	7.395	7.425
3.75	7.215	7.215	7.245	7.275	7.275
4.50	7.184	7.184	7.184	7.214	7.214
5.25	7.155	7.155	7.155	7.155	7.185
6.00	7.095	7.095	7.125	7.125	7.155

由表 2 可知,在不同电源电压与温度的条件下,过流阈值的最大误差为  $3.5\%$ ,过流阈值受电源和温度变化的影响很小,电路的稳定性和可靠性

高。由图 5 可知,比较器的传输延时只有 28 ns。由表 3 可知,在相似条件下,本文的过流保护电路准确度更高,对响应速度有明显提升,电路的综合性能更优。

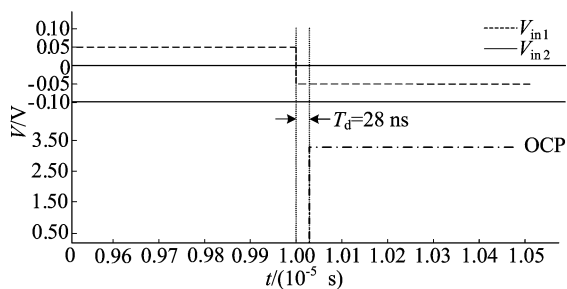


图 5 比较器延时仿真波形

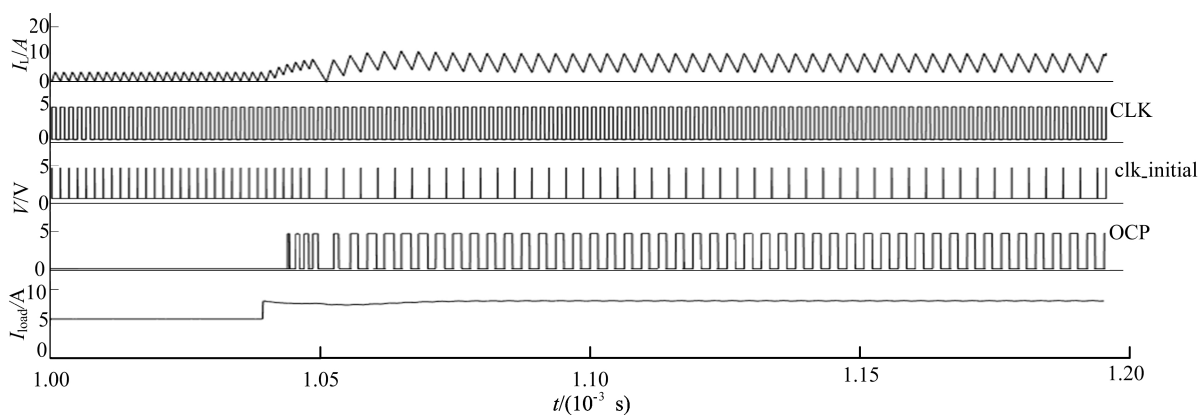


图 6 过流保护电路整体仿真

## 4 结 论

本文设计了一种适用于电流模式开关电源的过流保护电路,基于谷值限流提出了一种新型的采样和匹配方式。本文对电路的整体结构和工作原理进行了阐述和理论推导,并在 Spectre 环境下进行仿真验证。仿真结果表明,过流阈值受电源电压和温度变化的最大偏差仅为 3.5%,限流精确度高,同时在响应速度上也有很大的改善,传输延时仅为 28 ns。

## [参 考 文 献]

- [1] 李艳丽. 开关电源中保护电路的研究与设计[D]. 成都:西南交通大学,2015.
- [2] 邹一照,常昌远,谭春玲. 一种 DC-DC 变换器的过流保护电

表 3 本文与其他文献的参数性能比较

参数	文献[1]	文献[5]	文献[7]	本文
仿真温度/°C	-40~125	25~85	-55~125	-55~125
电源电压/V	5.0	5.5	2.5~6.0	3.0~6.0
$I_{th}$ 最大误差/%	3.5	11.4	9.4	3.5
响应速度/ns		30	33	28

将该过流保护电路应用到一个完整的 DC-DC 开关电源芯片中,在过流条件下得到的仿真结果如图 6 所示。

从图 6 可以看出,当负载电流超出阈值时,产生 OCP 信号将 clk\_initial 信号屏蔽,电感电流扩频,谷值被限制住。

路[J]. 电子器件,2006(2):354-356.

- [3] YU F, YONG X, WEI T F, et al. A new over-current protection technique for peak-current type DC-DC converter [C]//IEEE Power Electronics and Motion Control Conference. [S. l.]: IEEE, 2009: 1412-1415.
- [4] CHEN J J, SU J H, LIN H Y, et al. Integrated current sensing circuits suitable for step-down DC-DC converters[J]. Electronics Letters, 2004, 40: 200-202.
- [5] 杨靖. COT 架构的过流保护电路设计[D]. 成都:西南交通大学,2014.
- [6] 奚冬杰. 逐周期检测的 COT 过流保护设计[D]. 成都:电子科技大学,2016.
- [7] 高峡,冯全源. 一种用于 Buck 变换器的过流保护电路[J]. 微电子学,2017, 47(3): 359-362.
- [8] ABRAHAM I. 开关电源设计[M]. 3 版. 王志强,肖文勋,虞龙,等,译. 北京:电子工业出版社,2010.

(责任编辑 李 凯)