

DOI:10.3969/j.issn.1003-5060.2026.01.008

## 应用于 DC-DC 的一种高精度过流保护电路

张曦, 程心, 庞斯尹

(合肥工业大学 微电子学院, 安徽 合肥 230601)

**摘要:**文章基于电流模同步降压 DC-DC 转换器,提出一种高精度可编程阈值的过流保护电路。基于 SENSEFET 电流采样技术设计一种全周期电流采样电路,克服了传统方案只能采样 1/2 周期的局限;通过外接电阻编程与修调电路,不仅扩展了电流保护范围,还降低了温度等因素对电流阈值的影响;采用三级运放构建的比较器进一步提升了电路的比较速度。该过流保护电路采用 0.18  $\mu\text{m}$  BCD 工艺设计实现,仿真结果表明,其能够在 10 ns 内快速响应,实现精度达 96% 的电流保护,并适用于多种 DC-DC 芯片类型。

**关键词:**DC-DC 转换器;电流采样;可编程阈值;高精度;高速

**中图分类号:**TN432 **文献标志码:**A **文章编号:**1003-5060(2026)01-0056-06

### A high-precision overcurrent protection circuit applied to DC-DC

ZHANG Xi, CHENG Xin, PANG Siyin

(School of Microelectronics, Hefei University of Technology, Hefei 230601, China)

**Abstract:**In this paper, an overcurrent protection circuit with high-precision programmable threshold is proposed based on the current-mode synchronous step-down DC-DC converter. A full-cycle sampling circuit based on SENSEFET current sampling is designed, which solves the disadvantage that only half a cycle can be sampled. The current threshold is programmed and the circuit is trimmed by the external resistor, which increases the current protection range and reduces the current threshold, which is affected by temperature and other factors. A comparator consisting of a three-stage op-amp is used to improve the comparison speed of the circuit. The circuit is designed using a 0.18  $\mu\text{m}$  BCD process, and the simulation results show that the circuit can perform fast(10 ns) and accurate(96% accuracy) current protection, and can be applied to many types of DC-DC chips.

**Key words:**DC-DC converter; current sampling; programmable threshold; high precision; high speed

随着电动汽车、手机等产品的普及,电源管理芯片得到广泛应用,对电路的稳定性和使用寿命也提出了更高要求。相较于线性稳压器(low dropout regulator, LDR),开关电源虽具有效率高、精度高等优点,但在驱动负载时,功率器件通常无法长时间承受大电流。为防止电流过大导致芯片损坏,必须设计过流保护电路,并保护功率级免受高电流引起的自毁风险,例如因元器件选择不当而导致的电感饱和等问题。

当前,已有很多种电流保护方案被提出。过流保护电路的基本原理是在检测到输出电流过大时产生逻辑信号,通过后续逻辑电路关闭功率管,从而限制电感电流以实现电路保护。文献[1]提出峰值电流保护,文献[2]提出谷值电流限保护,两者均只能保护单边 MOS 开关管。此外,在峰值电流限保护过程中,电感两端电压较大,导致电流上升较快,因此简单的峰值限流无法有效防止硬保护情况。文献[3]采用基于恒定导通时间

收稿日期:2024-03-18;修回日期:2024-04-12

基金项目:国家自然科学基金联合基金资助项目(U19A2053)

作者简介:张曦(1998—),男,安徽安庆人,合肥工业大学硕士生;

程心(1985—),女,安徽安庆人,博士,合肥工业大学副教授,硕士生导师,通信作者,E-mail:xcheng@hfut.edu.cn.

(constant on-time, COT) 的过流保护电路,但若过流状态持续,芯片将持续输出大电流,造成严重能量损耗并影响器件寿命;文献[4]提出打嗝式电流保护,虽可缓解误触发和持续过热等问题,但输出电压恢复较慢;文献[5]采用逐周期电流保护,响应速度快,一旦过流可立即关闭电路。

本文基于传统逐周期电流保护与功率管导通电阻采样方法,设计一种新型过流保护电路。该电路响应速度快,支持外部电流阈值调节,且阈值精度高,不受温度等因素影响。此外,基于 SENSEFET 电流采样技术设计全周期电流采样电路,克服了传统半周期采样的局限,能够完整而精确地采样电感电流。

## 1 传统过流保护电路

电源管理芯片中过流保护电路一般分为 3 种实现方式<sup>[6]</sup>:① 折返电流型,在降低输出电压的同时降低输出电流,确保元器件不容易发生老化等问题,但当脱离过流状态,输出电流的恢复缓慢,响应速度差;② 恒流输出型,即将输出电流稳定在一个设定的值,而输出电压降低,虽然响应速度快,但过大的输出电流会使芯片发热,能量损耗严重;③ 功率恒定型,即降低输出功率,在降低输出电压的同时,输出电流会继续增大,因此一般不会采用此方式实现电流保护电路。过流保护电路的实现方式如图 1 所示。

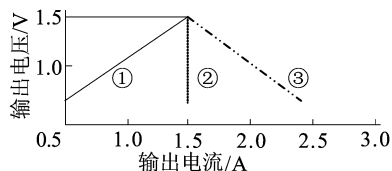


图 1 过流保护电路的实现方式

传统的过流保护电路如图 2 所示。图 2 中： $R_c$  为采样电阻，流过该电阻的电流即电感电流  $I_L$ ； $L$ 、 $C$ 、 $R$  分别为电感、输出电容和负载电阻； $M_1$ 、 $M_2$  为开关管； $M_3$  为该保护电流的核心，利用了负反馈的原理。当负载电流不超过所设定的电流阈值时，即采样电阻器  $R_c$  上的压降不超过  $M_3$  的导通电压，保护电路不工作；当负载短路导致电感电流超过电流阈值时，也就是  $R_c$  上的压降超过了  $M_3$  的导通电压，此时  $M_3$  将上管  $M_1$  短路，限制输出电流；当电流降低到使  $R_c$  上的压降不超过  $M_3$  的导通电压时，系统恢复正常工作。因此，可以通过调节采样电阻器  $R_c$  和  $M_3$  的宽长比来

设定电流阈值。这种结构简单,但其阈值受工艺和温度的影响较为显著。设定的电流阈值电压的表达式为:

$$V_{tg} = I_L R_c \geq V_{tg3} \quad (1)$$

其中,  $V_{tg3}$  为  $M_3$  管的阈值电压。

为此,本文设计了一种高精度且阈值可调的过流保护电路。该电路具有逐周期自我保护功能,可在每个周期监测电流,一旦超过设定阈值,功率管立即关断,从而切断电感电流。过流阈值通过外部电阻进行编程,与外部阻值呈非线性关系。若该引脚短路、浮动或接至高电平,过流阈值则被设置为一个固定值。此外,为提高阈值精度,电路中还引入了数字修调模块<sup>[7]</sup>。

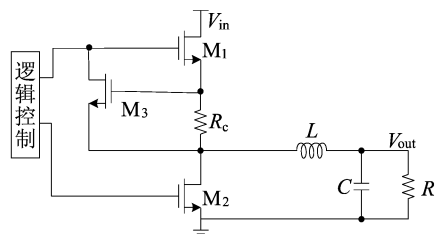


图 2 传统过流保护电路的原理图

## 2 过流保护电路设计

本文所提出的过流保护电路由电流采样电路、电流阈值电路、比较器以及逻辑电路组成。电流采样电路首先获取电感电流信号,基准电压与电流经运算放大器、电流镜和数字修调等电路处理后,生成稳定的电流阈值信号,送入比较器的正输入端;同时,采样的电感电流经电路处理后转换为每微安表 2.5 A 的比例信号,送入比较器的负输入端。两者经由三级运放构建的比较器进行比较,输出过流逻辑信号,再经逻辑电路最终控制开关管的通断,实现电流保护功能。

### 2.1 电流采样电路

电流采样电路如图 3 所示,该电路在传统 SENSEFET 电流采样电路的基础上进行了改进<sup>[8]</sup>。当下功率管导通时,可以通过电流镜将下功率管  $MN_6$  的电流镜像到另一镜像管  $MN_5$ 。在这种情况下,下功率管与镜像管的漏极和栅极电位相同。为了将电感电流进行镜像输出,需要将两管的源极电位钳位到一致。需注意的是,这种方法仅适用于镜像出电感电流下降的信息。 $MN_5$  和  $MN_6$  的宽长比为 1 : 16 000,其中  $MN_5$  和  $MN_6$  的栅极与功率管的控制信号  $Q$  相连; $MN_7$ 、 $MN_8$ 、 $MN_9$ 、

$MN_{10}$ 、 $MP_3$ 、 $MP_4$ 、 $MP_5$ 、 $MP_6$  为共源共栅电流镜。 $MN_{11}$ 、 $MN_{12}$ 、 $MN_{13}$ 、 $MN_{10}$ 、 $MN_8$ 、 $MN_7$ 、 $MN_9$  形成反馈环路,将  $V_1$  与  $V_2$  限制在同一个电位,以此来保证功率管和镜像管的镜像电流更精确; $I$  为基准电流。此外为保证  $MN_{11}$  能够工作,一般需要将  $V_1$  钳位到 2 个 MOS 管的电压之上。可得:

$$\left. \begin{aligned} V_1 &= V_2 \\ I_{MP_4} &= I_{MP_6} \end{aligned} \right\} \Rightarrow I_{MN_7} = I_{MN_8} \quad (2)$$

$$\left\{ \begin{aligned} I_{MN_8} + I_{MN_{12}} &= I_{SENSE} = I_{MN_5}, \\ I_{MN_7} + I_L &= I_{MN_6} \end{aligned} \right. \quad (3)$$

其中: $I_{SENSE}$  为镜像管的电流; $I_L$  为功率管上的电流,即电感电流。因为  $MN_5$  与  $MN_6$  的管子尺寸成比例,所以电流也是成比例的,因此可以从

$MN_{12}$  的漏极得到采样的电流信息。

降压 DC-DC 转换器的电感电流通常可近似为三角波形<sup>[9]</sup>。前面采样到的前 1/2 周期电流信息为电容器充电,可以得到电感电流下降的信息,后 1/2 周期的电流信息则由电流采样电路的后半部分得到。该部分由 2 个回路构成: $A_1$ 、 $MN_{15}$ 、 $MP_{11}$ 、 $MP_{12}$ 、 $R_2$  将采样到的电压信息转成电流,对电容器  $C$  充电,模拟电感电流下降的曲线;而  $A_2$ 、 $MN_{14}$ 、 $MP_9$ 、 $MP_{10}$ 、 $R_3$  则模拟电感电流的上升曲线。若  $V_1$  电位大于  $V_{sense}$  则充电电流减小,若  $V_1$  小于  $V_{sense}$  则充电电流增大,直至充电电流的峰值与放电电流的峰值相等,此时即可获得完整的电感电流信息。

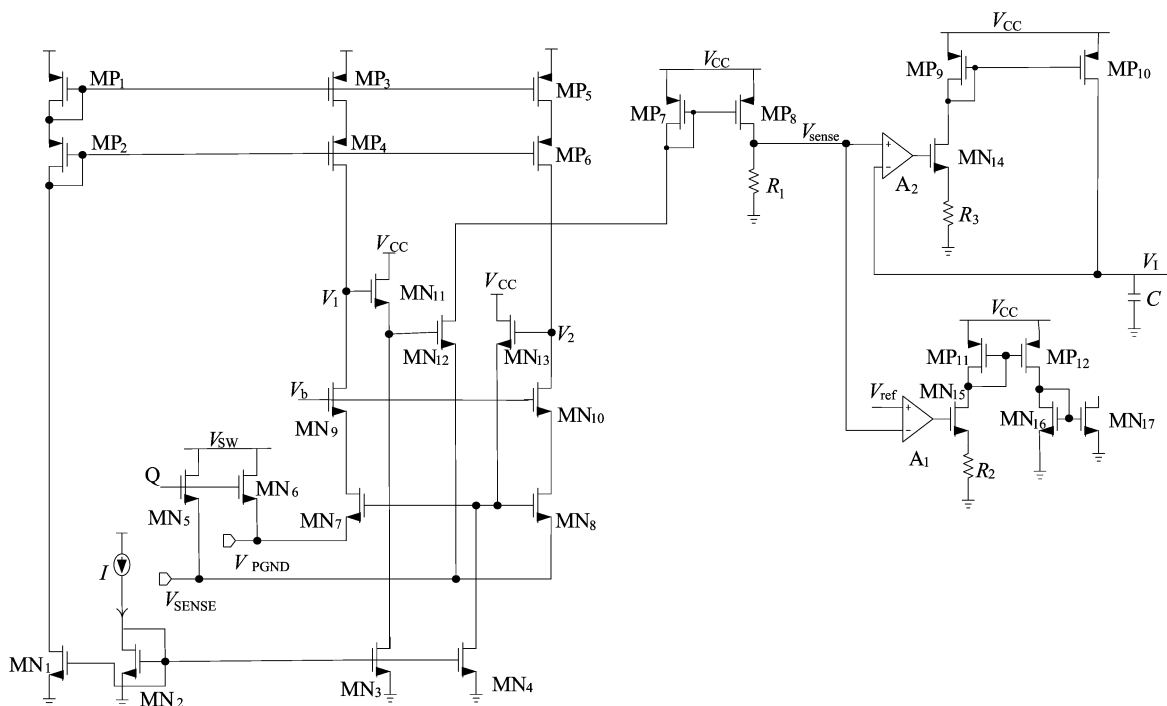


图 3 电流采样电路

## 2.2 电流阈值电路

作为过流保护电路的核心模块之一,电流阈值的精度至关重要。因此,本文不仅对该电流阈值进行了温度补偿,还进行了数字修调,从而显著降低其受温度及电源电压等因素变化的影响。

电流阈值电路如图 4 所示。电流  $I$  为基准电流,其值为  $3 \mu A$ ,经过  $M_1$ 、 $M_2$ 、 $M_3$ 、 $M_4$ 、 $M_{24}$  组成的电流镜电路,使得  $M_4$  支路上的电流为  $3 \mu A$ , $M_{24}$  支路上的电流为  $30 \mu A$ 。 $V_{ref}$  为  $1.2 V$  的基准电压,当 SET 端口外接电阻  $R_{SET}$  时, $A_1$  相当于一个运放,根据运放的虚短虚断特性可以得到  $M_5$

这一路上的电流为:

$$I_{M_5} = \frac{V_{ref}}{R_{SET}} = \frac{1.2 V}{R_{SET}} \quad (4)$$

同时该电流经过  $M_5$ 、 $M_6$ 、 $M_{10}$ 、 $M_{27}$ 、 $M_{23}$  组成的电流镜电路,使得  $M_6$ 、 $M_{23}$ 、 $M_{27}$  3 条支路上产生与电阻相关的电流。至此,电流阈值电路的核心部分设计完成。

中间电路模块不仅包含温度补偿电路,还集成了数字修调电路。修调信号(trim)通过逻辑电平控制开关管  $M_{12}$ 、 $M_{13}$ 、 $M_{15}$ 、 $M_{16}$ 、 $M_{18}$ 、 $M_{19}$  的开启与关断; $M_{11}$ 、 $M_{14}$ 、 $M_{17}$  3 条支路上的电流与  $M_{10}$  上的电流成比例,经过电流镜电路镜像到  $M_{22}$

和  $M_{25}$  2 条路径上,完成电流的修调;最后在电阻器  $R_1$  和  $R_2$  上产生电压阈值。

当 SET 端口浮空或者接高电平时,此时  $A_1$

相当于一个比较器,输出低电平,关断  $M_7$  管,则电路将产生一个具体的电流阈值。电路中电容  $C$  起稳定电压的作用。

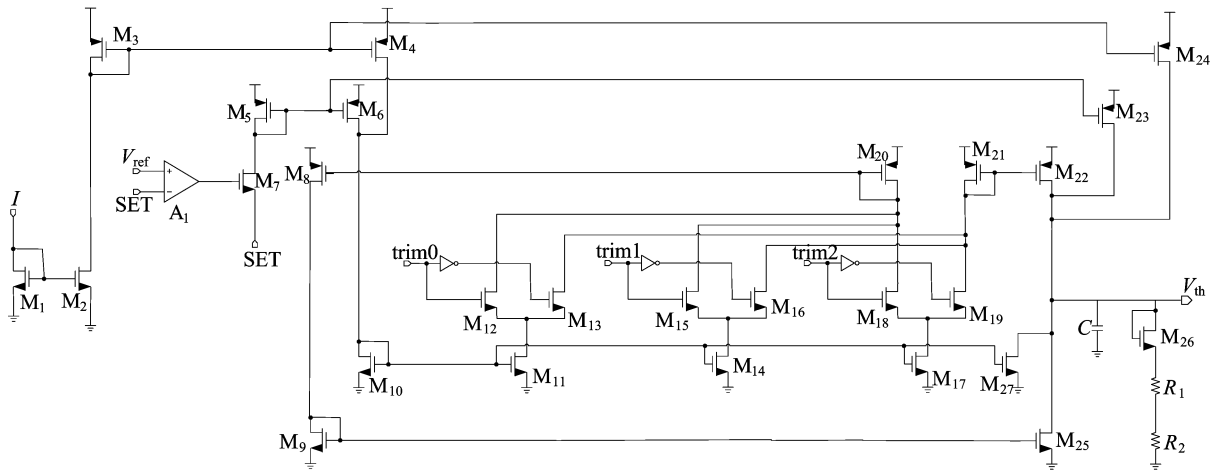


图 4 电流阈值电路

### 2.3 比较器电路

2.2 节介绍了由基准电流和基准电压通过运放、修调等电路产生电流比较阈值的过程。为使该阈值稳定,不受温度、电源等因素影响,上文已

设计了相应电路。然而,比较器的精度与响应延迟同样会影响电流保护电路的响应时间和精度<sup>[10]</sup>。为此,本文设计了一种电流比较器电路,如图 5 所示。

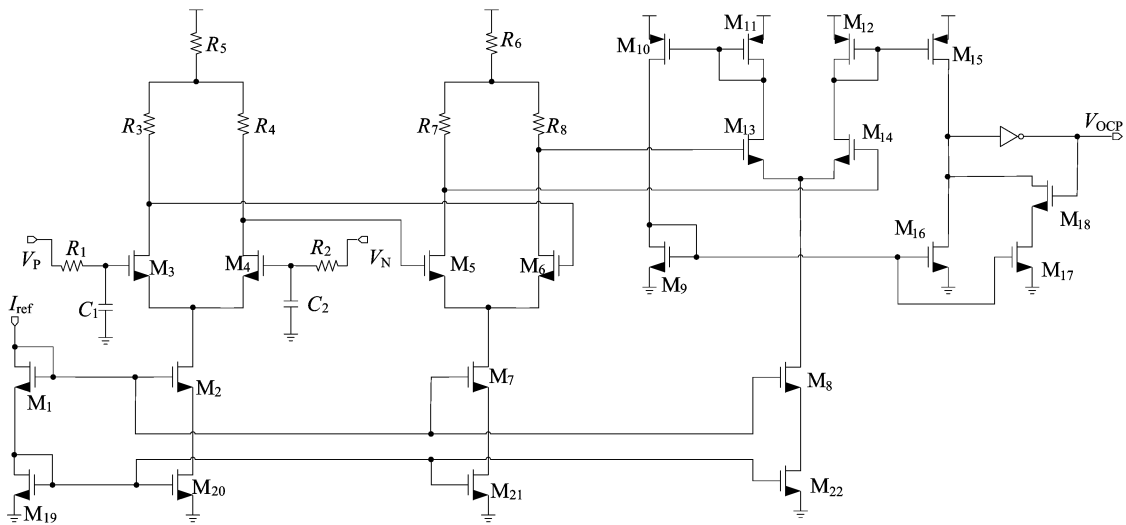


图 5 比较器电路

在模拟电路中,通常采用开环放大器作为比较器。就差分放大器而言,当其差分输入信号较小时,输入输出关系符合线性模型,其响应延迟由该放大器的一3 dB 带宽决定。此时,输入输出增益的表达式为:

$$A_v(S) = \frac{A_0}{1 + S/\tau_c} \quad (5)$$

经过变换得到下列表达式:

$$\frac{V_{OH} - V_{OL}}{2} = \frac{V_{OH} - V_{OL}}{A_0} A_0 \left[ 1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_c}\right) \right] \quad (6)$$

最终得到响应的延时为:

$$t_d \approx \tau_c/3 \quad (7)$$

其中: $A_0$  为该运放的低频增益; $\tau_c$  为时间常数; $V_{OH}$ 、 $V_{OL}$ 分别为运放输出能达到的最高值和最低值。当差分输入信号较大时,运放处于摆动状态,响应延时主要由压摆率决定。在运放输出的最大

值、最小值固定的情况下,压摆率越高,响应延时越低。因此,对于一个既要求较高比较精度又需要较低响应延时的比较器,其运放应同时具备较高的低频增益和较大的一3 dB 带宽<sup>[11]</sup>,这对于单级运放来说,显然难以同时满足。因此,通常采用低增益、高带宽的运放级联结构作为比较器使用。

本文所设计的电流比较器电路由三级差分放大器级联,尾电流源采用共源共栅电流镜镜像电流,这样能够有效降低沟道长度调制效应,使尾电流源电流更加精确。第 1 级差分放大器和第 2 级差分放大器均是电阻作为负载,目的是为了降低增益。因为 PMOS 管的噪声性能比 NMOS 管好很多,并且能够解决衬底偏置效应的影响,所以第 1 级输入对管通常采用 PMOS 对管,但是此处的输入设定的电流阈值都较大,整体也是应用于大电流芯片中,因此输入电压一般也较大,为使其能够较好地工作,最终采用 NMOS 输入对管。第 3 级差分放大器是双端输入单端输出,是在传统五管运放的基础上稍作改进,相较之下降低了失调。最终得出该三级运放的总增益为三级运放的增益之积。此外镜像管  $M_{17}$  和开关管  $M_{18}$  起到了迟滞的作用,而  $R_1$ 、 $R_2$ 、 $C_1$ 、 $C_2$  可以看成一个简单的滤波器,以稳定输入信号。

### 3 电路仿真结果

为验证本文所设计的过流保护电路的性能,采用 0.18  $\mu\text{m}$  BCD 工艺设计,利用 Cadence 软件对电路进行仿真。仿真条件设置为:输入电压 12 V,电感 150 nH,输出电容 66  $\mu\text{F}$ ,工作频率 0.5 MHz。系统处于稳态时,采样电路得到的瞬态仿真波形如图 6 所示。

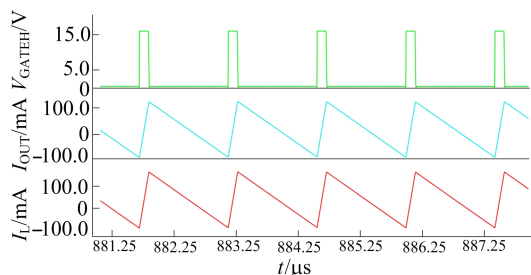


图 6 电流采样电路仿真结果

从图 6 可以看出,采样得到的电流波形和实际电感电流波形几乎重合,说明精度很高并且可以完整地进行电流采样,884.25~885.25  $\mu\text{s}$  这段时间内  $I_{\text{OUT}}$  的平均值为 51.257 mA,  $I_L$  的平均

值为 52.125 mA,计算可得采样精度高达 96%。

为验证保护电路的功能,需模拟过流状态,因此选用较小的输出电阻,本文设定为 10 m $\Omega$ 。电流阈值会随着外接电阻的变化而变化,当外接 20 k $\Omega$ 电阻时,系统过流状态的整体仿真结果如图 7 所示。仿真结果表明,尽管电路因输出电阻极小而持续处于过流状态,但得益于所设计的过流保护电路,电流能稳定在约 80 A。

过流保护电路的传输延时仿真结果如图 8 所示,结果显示传输延时只有 10 ns 左右。

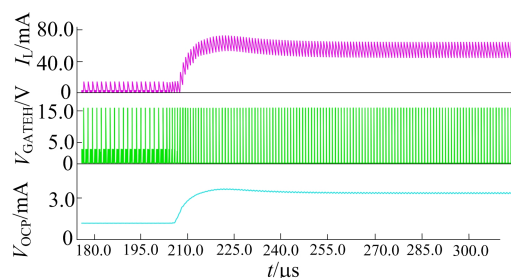


图 7 过流瞬态仿真结果

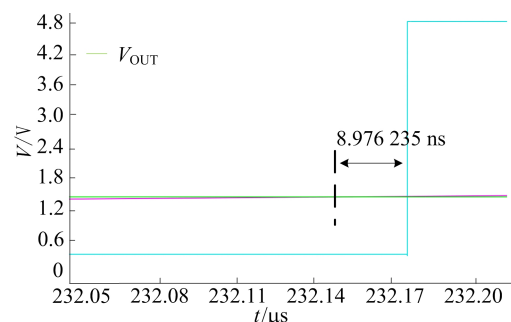


图 8 传输延时仿真结果

此外,通过不断改变外接电阻的阻值,可以得到外接电阻阻值与过流阈值的关系,如图 9 所示。从图 9 可以看出,当电阻处于 20~100 k $\Omega$  之间时,电流阈值能够很好地跟随外接电阻的变化。

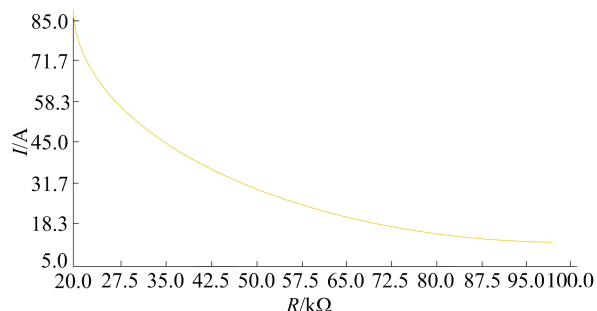


图 9 外接电阻与阈值之间的关系

本文过流保护电路的性能指标与其他文献的

对比见表 1 所列。由表 1 可知:文献[3]的过流保护电路虽然是双阈值,但其仿真温度区间不够大,仅工作在 5.5 V 电源电压下,且采用有损采样方式,精度相对有限;虽然文献[12]过流保护电路温度区间足够,但响应延时太大,导致电流阈值精度不足,并且只能采样 1/2 周期;文献[13]过流保护电路是单阈值,适用场景受限,同样只能采样 1/2 周期;而本文提出的过流保护电路不仅在不同温度和电源电压下电流阈值变化很小,而且阈值能随外接电阻调节,并且响应延时非常小,此外,本文在传统的 SENSEFET 采样电路的基础上进行了改进,能够高精度地采样整个周期的电感电流,因此能够很好地进行电流保护。

表 1 本文过流保护电路的性能指标与其他文献的对比

参数	文献[3]	文献[12]	文献[13]	本文
工艺/ $\mu\text{m}$	0.18	0.35	0.18	0.18
响应延时/ns	100	15	28	10
仿真温度/ $^{\circ}\text{C}$	0~150	-55~125	-55~125	-55~150
限流阈值/A	双阈值	单阈值	单阈值	多阈值
电路精度/%	92	90	91	96
电源电压/V	5.5	4~42	3~6	5~38
采样周期	全周期	半周期	半周期	全周期

## 4 结 论

本文采用 0.18  $\mu\text{m}$  BCD 工艺设计了一种过流保护电路。该电路在传统 SENSEFET 采样电路的基础上进行改进,实现了全周期、无损的电感电流采样;为适应多种型号的 DC-DC 转换器,设计了电流阈值可任意调节的过流保护电路;通过引入修调电路,有效降低了电流阈值受温度、电源电压等因素的影响,并提升了比较精度。仿真结果表明,所设计的电流保护电路具有良好的适应性与可靠性,可适用于多种应用场景。

## [参 考 文 献]

[1] DEO A, MAITY A, PATRA A. A voltage-emulated peak current controlled buck converter for automotive applications with in-built over-current protection[J]. *Microelec-*

*tronics Journal*, 2022, 123: 105423.

[2] ZHOU Y, LI J, LEUNG K N, et al. Full-wave sense-FET-based inductor-current sensor with wide dynamic range for buck converters[J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2022, 69(4): 2041-2045.

[3] 杨靖,冯全源.一种恒定导通时间的开关电源过流保护电路设计[J]. *微电子学*, 2014, 44(3): 313-316.

[4] YAN Y, LI Q, GU E. Hiccup mode overcurrent protection scheme for decentralized multiphase current mode DC-DC converters[C]//2021 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). [S. l.]: IEEE, 2021: 771-777.

[5] YANG Y Y, ERIC G. A scalable multiphase current-mode buck controller with sub-milliohm DCR current sensing and synchronized overcurrent protection[J]. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2021, 56(9): 2748-2759.

[6] HONG W, LEE M. A 10-MHz current-mode AOT boost converter with dual-ramp modulation scheme and translinear loop-based current sensor for WiFi IoT applications[J]. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2021, 56(8): 2388-2401.

[7] GEBREHIWOT M G. Overcurrent protection circuit for engine starting mode of range extended electric vehicles[J]. *Arabian Journal for Science and Engineering*, 2022, 47(11): 14423-14434.

[8] ABBASI A, LEE K H, PUI B H, et al. Overcurrent protection utilising high speed and accurate current sensing circuit for switching mode DC-DC converter [J]. *International Journal of Electronics Letters*, 2019, 7(2): 202-215.

[9] FAN Q, HUIJISING J H, MAKINWA K A, et al. A 1.8  $\mu\text{W}$  60 nV/Hz<sup>1/2</sup> capacitively-coupled chopper instrumentation amplifier in 65 nm CMOS for wireless sensor nodes[J]. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2011, 46(7): 1534-1543.

[10] GUO T, HUANG S, WANG X. Overcurrent protection control design for DC-DC buck converter with disturbances [J]. *IEEE Access*, 2019, 7: 90825-90833.

[11] ZHANG Y, ZANE R, PRODIC A, et al. Online calibration of MOSFET on-state resistance for precise current sensing [J]. *IEEE Power Electronics Letters*, 2004, 2(3): 100-103.

[12] 辛杨立,王卓,贾丽伟,等.一种用于电流模 Buck 变换器的电流采样电路[J]. *微电子学*, 2019, 49(2): 202-209.

[13] 李佳成,赵宏亮,卢雪梅.一种基于开关电源的过流保护电路[J]. *合肥工业大学学报(自然科学版)*, 2023, 46(7): 919-922.

(责任编辑 胡亚敏)