

# 星敏感器 DC-DC 浪涌抑制电路的 EMC 分析设计

何泽志<sup>1,2,3</sup>, 钟建勇<sup>1,2</sup>, 吴 威<sup>1,2</sup>

(1.中国科学院空间光电精密测量技术重点实验室, 四川 成都 610209;  
2.中国科学院光电技术研究所, 四川 成都 610209; 3.中国科学院大学, 北京 100049)

**摘要:** 对某型号星敏感器的浪涌抑制电路作了简要介绍, 针对现有浪涌抑制电路设计方法提出了一种电路性能最佳的元器件参数分析计算方法。从电路功能的稳定实现和电路的电磁兼容性两个方面入手, 分析了浪涌抑制电路中关键器件的选型分析, 并通过理论分析和试验仿真验证, 证明了文中提出的兼容性分析思路所得出的器件选型在给定的设计条件下具有有效性和正确性, 同时为其他分系统的浪涌抑制设计提供参考, 从而提高整个星上电子设备的可靠性。

**关键词:** 星敏感器; 浪涌电流; 浪涌抑制电路

中图分类号: TP273

文献标识码: A

DOI: 10.16157/j.issn.0258-7998.212272

中文引用格式: 何泽志, 钟建勇, 吴威. 星敏感器 DC-DC 浪涌抑制电路的 EMC 分析设计[J]. 电子技术应用, 2022, 48(8): 135–139.

英文引用格式: He Zezhi, Zhong Jianyong, Wu Wei. Electromagnetic compatibility analysis of DC-DC surge suppression circuit for star sensor[J]. Application of Electronic Technique, 2022, 48(8): 135–139.

## Electromagnetic compatibility analysis of DC-DC surge suppression circuit for star sensor

He Zezhi<sup>1,2,3</sup>, Zhong Jianyong<sup>1,2</sup>, Wu Wei<sup>1,2</sup>

(1.Key Laboratory of Science and Technology on Space Optoelectronic Precision Measurement, CAS, Chengdu 610209, China;

2.The Institute of Optics and Electronics, Chinese Academy of Sciences, Chengdu 610209, China;

3.University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

**Abstract:** The paper is introducing the surge suppression circuit of a star sensor briefly. According to the design methods existing of surge suppression circuit, a component parameter analysis and calculation method with the best circuit performance is proposed. Starting with the stable realization of the circuit function and the electromagnetic compatibility of the circuit, this paper analyzes the selection and analysis of the key devices in the surge suppression circuit. Through theoretical analysis and experimental simulation, it is proved that the device selection obtained by the compatibility analysis idea proposed in this paper is effective and correct under the given design conditions. At the same time, it provides a reference for the surge suppression design of other subsystems, so as to improve the reliability of the whole on-board electronic equipment.

**Key words:** star sensor; surge current; surge suppression circuit

## 0 引言

星敏感器是一种具有极高测量精度的姿态测量仪器, 因其较强的抗干扰能力和易实现自主导航的特点, 是目前卫星等航天器上最主要的姿态测量仪<sup>[1]</sup>。由于卫星等航天器一般由太阳能电池等蓄电池供电, 是一种直流电源, 以卫星为例, 其为星载设备提供的电源一般为 28 V<sup>[2]</sup>或 42 V 的直流电源, 即一次电源, 故星上设备需采用 DC-DC 电路来将其转换为自身所需的电源。

而由于 DC-DC 电源的使用, 在星敏感器接通一次电源的瞬间, 会在其供电线路中产生一个冲击电流, 被

称为浪涌电流。浪涌电流因其瞬时性和尖峰性, 极易导致二次电源输入端电压下降继而影响电源模块的正常启动, 造成系统崩溃, 同时也对整星载荷的电源分配产生不利影响<sup>[3]</sup>, 因此, 浪涌电流的抑制已经成为星敏感器电源设计中必不可少的一环。

## 1 浪涌电流的产生

在整星和有效载荷的设计过程中, 为了使设备满足电磁兼容性要求, 需要在设备的输入端口设计 RLC 滤波电路和 EMI 滤波电路等, 同时还会在电源输入端并联大电容以满足阻抗匹配的要求, 因此对于星载一次电源

来说,星上负载不是纯电阻,而是容性或感性阻抗。图 1 为星载设备供电原理的简易示意图,其中  $U_L$  为星载设备 DC-DC 的输入电压,  $C$  为 DC-DC 模块折算过来的等效电容与 EMI 模块的杂散电容之和,当二次电源输入电压小于 DC-DC 模块最小工作电压时,杂散电容可忽略不计,主要考虑等效电容;当大于最小工作电压时,DC-DC 模块等效电容为零,此时主要考虑杂散电容的充电。由图 1 可知,由于电容的阻抗特性,在设备上电瞬间,电容近似短路,电容上的电压变化量极大,由  $I_c = C \cdot \frac{dv}{dt}$  可知,此时将产生很大的瞬时电流,这种瞬时电流被称为“输入浪涌电流”。过大的浪涌电流容易使熔断器误熔断甚至使继电器触点发生粘连事件<sup>[4-5]</sup>,在有效载荷中多个模块同时启动工作,容易造成到输入端口电压降低,从而造成系统崩溃,同时电路中的瞬态大电流会引起有效载荷的电磁兼容性能变差。

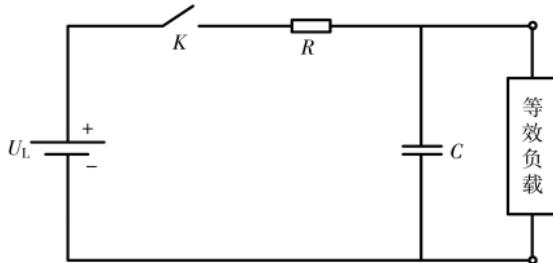


图 1 简易星载设备供电示意图

## 2 典型的浪涌抑制措施及其原理

目前,浪涌电流抑制措施主要有在供电母线串联浪涌保护器件、功率电阻并联继电器法和在输入端使用浪涌电流抑制电路三种。

常用浪涌保护器件有负温度系数热敏电阻、压敏电阻、TVS(瞬态电压抑制二极管)。通过在供电母线串联浪涌保护器件,利用浪涌保护器件在不同环境下的阻值不同来达到限制浪涌电流的目的,此种方法成本低,实现简单,但适用性较低。

采用功率电阻配合继电器或者 SCR(可控硅整流器)的方法又称为电阻值预充法,该方法利用功率电阻限制浪涌电流,而当负载后端电容充电到特定值时,使 SCR 器件导通便可短路限流电阻,规避了电路正常工作时电阻上的功率损耗。此方法的核心在于限流电阻的阻值要随负载后端的滤波电容的充电值变化,而滤波电容的值是由后端负载的情况而决定的,因此该方法使用繁杂,不具有普适性和工程应用价值<sup>[4,6]</sup>。

第三种方法是使用最多、应用也最为广泛的浪涌抑制方法,该浪涌抑制电路在某些场合也被称为软启动电路。如图 2 所示为软起动电路的经典电路结构示意图,此方法通过在供电线母线上串联 MOSFET 开关器件构成一个受控网络,通过开关器件的受控网络来控制

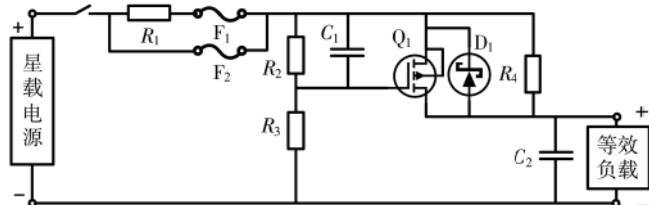


图 2 常用的星载设备软起动浪涌抑制电路示意图

MOSFET 的导通过程,从而达到抑制后端浪涌电流的目的。工程上,常用集成了体二极管的 MOSFET 代替图 2 中的  $Q_1$  和  $D_1$ 。

### 3 星敏感器浪涌电流抑制电路的电磁兼容性分析

目前星敏感器常用基于母线串联 MOSFET 的方法(如图 2 所示)来抑制浪涌电流,此外在实际使用时通常会设置两个相同的抑制电路结构,通过冗余备份的方式来提高浪涌抑制电路的可靠性。

#### 3.1 浪涌抑制电路的工作原理

在图 2 中,开关器件 MOSFET 管  $Q_1$  的导通电压  $U_{gs}$  受漏极电阻  $R_3$  和极间电容  $C_1$  组成的 RC 回路控制。当一次电源接通瞬间,一次电源开始给负载等效电容  $C_2$  以及控制电路电容  $C_1$  充电,随着对控制网络的不断充电,MOS 管 G、S 两端的电压由 0 开始缓慢减少,直至小于 G、S 两端的导通电压阈值  $U_{gs_{th}}$ ,则 MOSFET 管子导通。此外,当管子导通后母线上的电阻  $R_4$  被近似短路,则一次电源电流就主要通过受控开关器件 MOSFET 向星敏感器供电,并且随着充电的进行, $C_2$  两端的电压值会逐渐预充到一个恒定值。

当 MOSFET 导通后,处于可变电阻工作区,其导通电阻由电压控制,如图 3 所示为某型号 MOSFET 的转移特性曲线测试接线图,由图 4 可知管子导通时流过的电

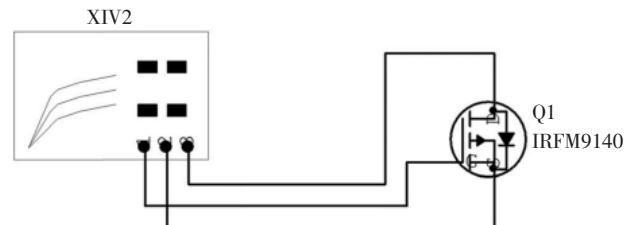


图 3 IRFM8140 转移特性测试接线图

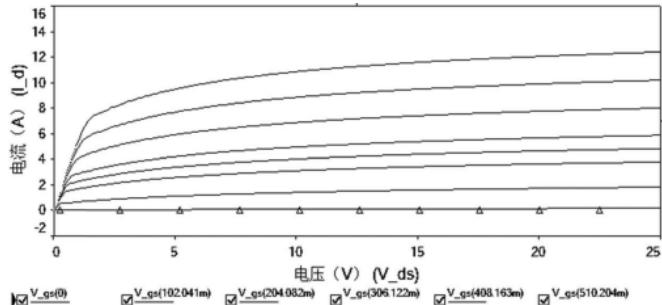


图 4 IRFM9140 的转移特性曲线

流受 G、S 两端的电压  $U_{gs}$  控制,且在测试范围内,漏极电流  $I_d$  随  $U_{gs}$  的增大而逐渐增大,因此在管子导通后经漏极向二次电源端的充电电流是逐渐变化的,故不会出现瞬时电流,进而安全可靠地保护整个系统正常工作<sup>[7]</sup>。

### 3.2 浪涌抑制电路的电磁兼容性分析

串联 MOSFET 抑制浪涌电流的核心在于对电压  $U_{gs}$  的控制,此外,在设计经由 MOSFET 组成的浪涌抑制电路时,除了应当考虑  $U_{gs}$  控制电路外,还需考虑 MOS 管导通之前产生的浪涌电流及损耗。

以图2所示的浪涌抑制电路为例,设电路接通电源至电路稳定工作的时间为 $t$ ,由于MOSFET的开启时间为纳秒级,故可忽略不计。设一次供电电源为 $U_i$ ,DC-DC模块可正常工作的最小输入电压为 $U_{0\min}$ ,理论上电容 $C_1$ 两端最大电压为 $V_E$ ,则有如下关系: $\tau=(R_3||R_2)C_1$ ,且当 $C_1$ 充电至MOS管的导通电压所需时间为:

$$t_0 = (R_3 || R_2) C_1 \cdot \ln\left(\frac{V_E}{V_E - U_{gs}}\right) \quad (1)$$

其中：

$$V_E = U_i \cdot \frac{R_2}{R_2 + R_3} \quad (2)$$

对于 RC 控制模块而言, 电阻  $R_2, R_3$  的取值应满足下式:

$$U_{\text{gs}_{\text{sh}}} > -\frac{R_2}{R_2 + R_3} \cdot U_0 \quad (3)$$

设 DC-DC 的额定工作电流为  $I_0$ , 额定输入为  $U_i$ , 额定输入功率为  $P_x$ , 则为保证 DC-DC 的正常工作, 接通电源后且 MOSFET 未导通前,  $R_4$  上的压降为  $U_x$ , 流经  $R_4$  的浪涌电流(即一次浪涌)为  $I_x$ , 则  $R_4$  的取值范围为:

$$\frac{U_{0\min}}{3I_0} \leq R_4 \leq \frac{U_{0\min}(U_i - U_{0\min})}{P_x} \quad (4)$$

通常，对于稳定工作电流小于 1 A 的负载，浪涌电流原则上不大于 3 A；而对于大于 1 A 的负载，浪涌电流不大于稳定工作电流的 3 倍，故  $R_4$  的最小值应为  $U_0/(3I_0)$ 。

该电路结构对应的仿真原理图如图 5 所示, 其中用  $C_2$  和  $R_5$  来代表 DC-DC 模块的等效阻抗。

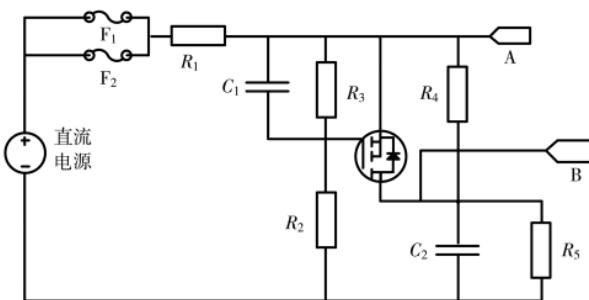


图 5 简易浪涌抑制电路仿真示意图

如图 5 所示的浪涌抑制电路中,通道 B 连接漏极的电流探针,方向由 D 端流向负载端,通道 A 连接  $R_4$  所在的支路。根据图 5 所示的仿真结果可知,在整个电路

接通电源至稳定工作的过程中，会产生二次浪涌电流（图 6 中带三角标志的曲线），其中一次浪涌电流出现在 MOS 管导通前的流经电阻  $R_4$  的支路，二次电流浪涌出现于管子导通时的 MOS 管漏极，因此整个电路的浪涌抑制电流由上述两个部分组成。为了得出这两部分浪涌电流的有效抑制方法，需对两者的产生及影响因素做全面的兼容性分析。

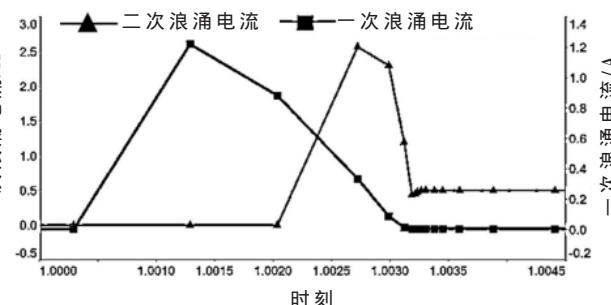


图 6 开关接通后漏极和  $R_4$  所在支路的电流变化

### 3.2.1 一次浪涌电流

在 MOS 管关断阶段，即启动阶段，浪涌抑制电路的电流流向如图 7 所示，即在此阶段，电源通过继电器开关分别向控制回路电容  $C_1$  和负载等效电容  $C_2$  充电，有：

$$i_A = \frac{U_i}{R_L} + \left( \frac{R_L - R_4}{R_4 R_L} \right) \cdot U_i \cdot e^{-\frac{t}{(R_4 || R_L) C_2}} \quad (5)$$

$$i_1 = \frac{U_i}{R_i} + \left( \frac{R_3 - R_2}{R_i R_1} \right) \cdot U_i \cdot e^{-\frac{t}{(R_3 || R_2) C_1}} \quad (6)$$

其中,  $i_A$  为流经  $R_4$  的电流, 如图 7 中箭头所示, 也就是一次浪涌电流, 而  $i_1$  为流经  $R_3$  的电流, 为二次浪涌电流。由上述式子可知, 影响浪涌抑制电路效果的主要电参数除了限流电阻  $R_4$  以外, 还有负载的等效参数。

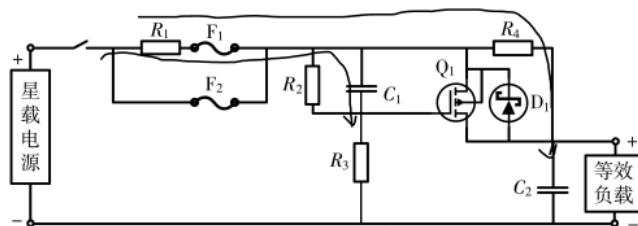


图 7 启动阶段电流流向示意图

### 3.2.2 二次浪涌电流

当 MOS 管导通后,  $R_4$  被短路, 使得流经  $R_4$  的电流迅速减少, 浪涌抑制电路的电流流向如图 8 所示。根据 MOS 管的导通特性可知, 它的导通过程分为三个阶段, 分别是线性阶段、非线性阶段以及饱和阶段, 且有:

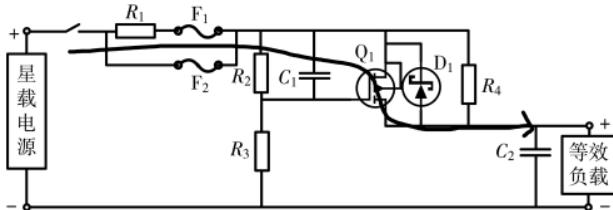


图 8 开关管导通阶段电流流向示意图

$$\begin{cases} I_D = \frac{Z}{L} \mu_n C_{\text{ox}} (U_{gs} - U_{gsth}) \cdot U_{ds}, & \text{线性区} \\ I_D = \frac{Z}{L} \mu_n C_{\text{ox}} [(U_{gs} - U_{gsth}) \cdot U_{ds} - \frac{U_{ds}^2}{2}], & \text{非线性区} \\ I_{DSS} = \frac{Z}{2L} \mu_n C_{\text{ox}} (U_{gs} - U_{gsth})^2, & \text{饱和区} \end{cases} \quad (7)$$

其中,  $Z/L$  为 MOS 管的沟道宽长比,  $\mu_n$  为金属氧化物的介电常数,  $C_{\text{ox}}$  为氧化层电容, 三者的乘积也写作  $\beta = \frac{G_{fs}}{V_{ds}}$ , 即受控参数。MOS 导通后, 则有  $U_{ds} \rightarrow 0$ , 可忽略不计, 又有:

$$U_{gs} = U_i - U_{ci} = U_i + \left( \frac{R_2}{R_3 + R_2} \right) \cdot U_i \cdot e^{-\frac{t}{(R_3 + R_2)C_1}} \quad (8)$$

即:

$$U_{ci} = U_i \cdot \left( 1 - e^{-\frac{t}{(R_3 + R_2)C_1}} \right) \frac{R_3}{R_2 + R_3} \quad (9)$$

代入式(7)可得:

$$\begin{cases} I_D = \frac{Z}{L} \mu_n C_{\text{ox}} \cdot \left( U_i + \left( \frac{R_2}{R_3 + R_2} \right) \cdot U_i \cdot e^{-\frac{t}{(R_3 + R_2)C_1}} - U_{gsth} \right) \cdot U_{ds} \\ I_D = \frac{Z}{L} \mu_n C_{\text{ox}} \cdot \left[ \left( U_i + \left( \frac{R_2}{R_3 + R_2} \right) \cdot U_i \cdot e^{-\frac{t}{(R_3 + R_2)C_1}} - U_{gsth} \right) \cdot U_{ds} - \frac{U_{ds}^2}{2} \right] \\ I_{DSS} = \frac{Z}{2L} \mu_n C_{\text{ox}} \cdot \left( U_i + \left( \frac{R_2}{R_3 + R_2} \right) \cdot U_i \cdot e^{-\frac{t}{(R_3 + R_2)C_1}} - U_{gsth} \right)^2 \end{cases} \quad (10)$$

故有浪涌电流的持续时间为:

$$t = t_{on} = R_3 C_1 \cdot \ln \left( \frac{V_E}{V_E - U_{gsth}} \right) + 2.2 R_{on} C_2 \quad (11)$$

浪涌电流的峰值为:

$$\begin{aligned} I_{\max} &= \max \left( \frac{U_i}{R_L} + \left( \frac{R_L - R_4}{R_4 R_L} \right) \cdot U_i \cdot e^{-\frac{t}{(R_3 + R_2)C_1}}, \right. \\ &\quad \left. \frac{Z}{2L} \mu_n C_{\text{ox}} \left( U_i + \left( \frac{R_2}{R_3 + R_2} \right) \cdot U_i \cdot e^{-\frac{t}{(R_3 + R_2)C_1}} - U_{gsth} \right)^2 \right) \quad (12) \end{aligned}$$

而对于负载电阻  $R_L$  的阻值, 则需要根据 DC-DC 模块的拓扑结构以及输入电压确定。

### 3.2.3 兼容性考虑

在 DC-DC 模块的输入电压到达最低工作电压  $U_{0\min}$  之前, 浪涌抑制开关应处于关闭状态, 且 MOS 管的栅极电压应为导通阈值电压的二分之一以保证管子导通后能完全工作在饱和区; 当 DC-DC 模块的输入电压大于 20 V 时, 等效于一次电源给软起动电路及杂散电容充

电。故有如下关系式:

$$t_1 = (R_4 || R_L) C_2 \ln \left( \frac{U}{U - U_{0\min}} \right) \quad (12)$$

$$t_2 = (R_2 || R_3) C_1 \ln \left( \frac{V_E}{V_E - \frac{1}{2} U_{gsth}} \right) \quad (13)$$

其中,  $t_1$  为一次电源给 DC-DC 模块充电至最低工作电压所需时间,  $t_2$  为 RC 控制网络给栅极充电至导通二分之一阈值电压所需时间, 且有  $t_1 \leq t_2$ , 则可得 RC 控制网络的元器件参数关系。

### 3.3 案例分析

首先计算  $R_4$ 。已知某卫星电源供电为 30 V, DC-DC 模块正常工作电压范围为 20 V~50 V, 在 MOS 管导通以前, 流经  $R_4$  的电流大小应使其 DC-DC 输入不得低于 20 V, 星敏感器最大功率为 14 W, 则在 DC-DC 输入电压为 20 V 时, 一次电源母线电流为  $I = P/U = 14/20 = 0.7$  A, 由此可确定  $R_4$  的最大阻值为  $(30-20) \times 10/14 \approx 14$  Ω, 在此期间二次电源负载等效为容性负载, 等效负载电阻值约为 20 V/0.7 A ≈ 29 Ω, 且 DC-DC 模块的等效负载电容为 100 μF。

其中, 等效负载电阻  $R_L$  即为 DC-DC 模块的输入等效阻抗  $R_{eq}$ , 根据某型号星敏感器所设计的 DC-DC 模块可知, 当输入电压低于 20 V 时,  $R_{eq}$  可看作固定电阻且为标称值, 即  $R_{eq} = P/I^2 \approx 29$  Ω; 当输入电压高于 20 V 时, DC-DC 电路的输入功率不变,  $R_{eq}$  为可变电阻且  $R_{eq} = U^2/P$ 。

综上可得,  $R_4$  的取值范围为 [9.5, 14] Ω, 根据持续时间的单位量级, 则  $R_2$  和  $R_3$  的数量级为 kΩ, 则电容  $C_1$  的选择应为 nF。将已知参数(如表 1 所示)代入通过数学方法求得当  $I_{\max}$  取得极小值时, 各变量的取值分别为  $R_2 = 47$  kΩ,  $R_3 = 290$  kΩ,  $R_4 = 14$  Ω,  $C_1 = 0.062$  μF,  $C_2 = 100$  μF, 可得经抑制后的浪涌电流仿真波形如图 9 所示, 对比优化设计

表 1 某型号 MOSFET 部分参数

参数	值
$R_{DS(on)}/\Omega$	0.5
$I_D/A$	-18
$G_{fs}/s$	6.2
$V_{GS(th)}/V$	-4.0

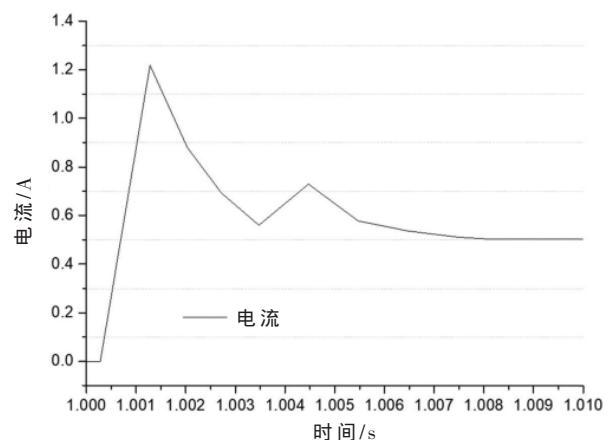


图 9 经抑制后的浪涌电流波形图

前的浪涌电流如图 10 所示,可知经本文所提方法抑制后的浪涌电流峰值大幅度减小。为准确地检测到开关动作瞬间的电压及电流变化,仿真时需将开关动作时刻设为仿真开始后一段时间,因此图 9、图 10 中的横坐标表示时刻,且在  $t=1\text{ s}$  时单刀双掷开关接通负载,由结果可知上述参数选择满足设计要求。

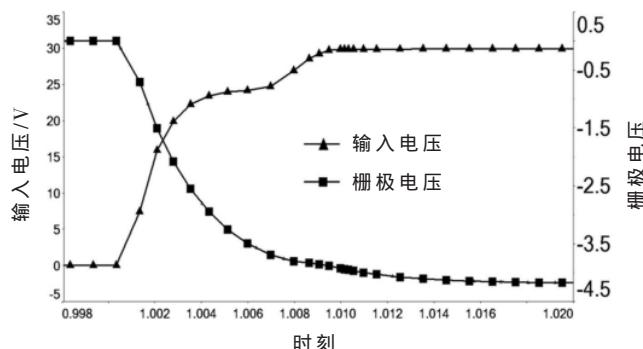


图 10 DC-DC 模块输入电压与 MOS 管栅极电压的变化趋势

#### 4 结论

传统的浪涌电流设计方法源于设计师们的工程经验,采用软启动电路的方法来抑制浪涌电流效果显著,然而在减缓浪涌浪涌电流的同时也引入了二次浪涌电流。经过试验分析可知,浪涌抑制电路的关键元件的参数确定可通过理论与实践相结合的方法来确定,全面考虑整个电路结构的兼容性,根据经验确定大致范围,再经由数学方法求解最优值。

#### 参考文献

- [1] 梁斌,朱海龙,张涛,等.星敏感器技术研究现状及发展趋势[J].中国光学,2016,9(1):16-29.
- [2] 钟建勇.CCD 星敏感器电路设计研究[D].成都:电子科技大学,2008.
- [3] 邱燕,王斌,黎颖.一种机载电源浪涌电流抑制电路的设计与分析[J].航空电子技术,2020,51(2):60-64.
- [4] 赵雷,王磊,董仲博,等.星载电子设备浪涌电流抑制以及浪涌电流的测试方法[J].计算机测量与控制,2014,22(9):2730-2732.
- [5] 杜培德,卢翔,鄢毅之.一种机载 DC/DC 浪涌电流抑制电路的设计[J].微电子学,2018,48(2):216-221.
- [6] 张伟,张泰峰,鲁伟,等.基于 MOSFET 适用于母线开关的浪涌抑制电路[J].电源技术,2015,39(10):2222-2224.
- [7] 王益军.一种卫星用浪涌电流抑制电路的设计与分析[J].航天器环境工程,2016,33(1):86-88.

(收稿日期:2021-10-28)

#### 作者简介:

何泽志(1996-),女,硕士研究生,主要研究方向:星敏感器的电磁兼容性分析测试与影响抑制。

钟建勇(1962-),通信作者,男,硕士,研究员级高级工程师,主要研究方向:卫星星敏感器、机载星敏感器、星载相机的电路设计技术。

吴威(1981-),男,博士,副研究员,主要研究方向:星敏感器、FPGA 硬件设计。



扫码下载电子文档

(上接第 134 页)

- [8] 王瑛,严涛.一种基于通用软件无线电平台的低成本导航接收机及其性能分析[C]//第十届中国卫星导航年会论文集-S09 用户终端技术.2019.
- [9] 王佩生,朱家兵,郭二辉.基于 BD、GPS 及 MEMS 的组合导航系统:CN20447975U[P].2015-07-15.
- [10] 郭锐,高艳丽,孙金中,等.一种宽带低噪声放大器设计[J].中国集成电路,2017,26(7):38-41.
- [11] 孙金中,郭锐,高艳丽,等.用于逐次逼近型模数转换器前端的宽带采样保持电路:CN203708221U[P].2014-07-09.
- [12] 付秀兰,孙金中,郭锐,等.高速逐次逼近型模数转换器

的电容阵列型数模转换器电路:CN105187067A[P].2016-01-27.

- [13] 林广栋,马宏星,朱家兵,等.一款 BD2/GPS 双模导航芯片 Soc 子系统设计方案[J].单片机与嵌入式系统应用,2018(3):59-63.
- [14] 孙金中,谢凤英.一种高速低功耗 LVDS 接收器电路的设计[J].电子科技,2012,25(6):95-97.

(收稿日期:2022-02-23)

#### 作者简介:

孙金中(1983-),男,博士,高级工程师,主要研究方向:模拟及混合集成电路设计。



扫码下载电子文档

## 版权声明

经作者授权，本论文版权和信息网络传播权归属于《电子技术应用》杂志，凡未经本刊书面同意任何机构、组织和个人不得擅自复印、汇编、翻译和进行信息网络传播。未经本刊书面同意，禁止一切互联网论文资源平台非法上传、收录本论文。

截至目前，本论文已经授权被中国期刊全文数据库（CNKI）、万方数据知识服务平台、中文科技期刊数据库（维普网）、DOAJ、美国《乌利希期刊指南》、JST 日本科技技术振兴机构数据库等数据库全文收录。

对于违反上述禁止行为并违法使用本论文的机构、组织和个人，本刊将采取一切必要法律行动来维护正当权益。

特此声明！

《电子技术应用》编辑部

中国电子信息产业集团有限公司第六研究所