

航天服浪涌抑制电路设计 and 应用研究

姚丽坤, 姚 飞, 付宗宝, 田长盛, 李 冰

(中国航天员科研训练中心, 北京 100094)

摘要: 为解决航天服电源带载切换瞬间浪涌抑制功能失效问题, 提出一种改进的浪涌电流抑制方法, 增加 MOS 管栅极电压快速泄放通道, 设计相对独立的充电电路和放电电路, 通过分析计算确定各阻容元件的参数值; 仿真计算结果表明, MOS 管栅极电压泄放时间由 48.55 ms 减小为 554.5 μ s, 充满电时间由 90 ms 变为 42 ms, 放电时间加快, 而充电时间相对稳定; 经实验测试, 电源初始加电及电源切换加电瞬间, 浪涌电流峰值均不大于 3 A, 两种工况下浪涌电流都能得以抑制; 改进后的浪涌抑制电路有效地解决了带载切换过程中浪涌电流过大的问题, 能够很好地应用于航天服的供电系统中。

关键词: 航天服; 浪涌抑制; 电源切换; 峰值电流; 充电电路; 放电电路

Design and Application Research of Surge Suppression Circuit for Spacesuit

Yao Likun, Yao Fei, Fu Zongbao, Tian Changsheng, Li Bing

(China Astronaut Research and Training Center, Beijing 100094, China)

Abstract: In order to solve the problem that the surge suppression function failed at the moment of spacesuit power switching with load, an improved method for surge suppression was proposed. The fast discharge path of MOS gate voltage was added, the relatively isolated charging circuit and discharging circuit were designed, and the parameters of resistance and capacitance were determined through analysis and calculation. The simulation and calculation results showed that the discharge time of MOS gate voltage was reduced from 48.55 ms to 554.5 μ s, and the charge time was changed from 90 ms to 42 ms, the discharge time was accelerated while the charge time was stable. The test results showed that the peak current was no more than 3 A at the moment of initial power on and power switching, which indicated that the surge current could be suppressed under both conditions. The improved surge suppression circuit could effectively solve the problem of excessive surge current in power switching with load, and could be applied to the power supply system of spacesuit.

Keywords: spacesuit; surge suppression; power switching; peak current; charging circuit; discharging circuit

0 引言

航天服一次供电采用 28 V 直流供电, 有两路独立的供电电源, 为防止后端负载短路造成整个电源短路, 供电电源采取了过流保护措施^[1]。两路电源切换由航天员在轨操作手动控制开关实现, 为减小航天员在轨着服加压操作难度, 同时考虑电子产品技术成熟性, 对不影响航天员生命安全的传感器、数据处理机、显示器等用电设备, 不设置单独的供电开关, 而是由总电源开关进行设备加、断电控制。这样总电源初始加电前, 后端负载处于断电不工作状态, 而两路总电源启动后, 由一路切换至另一路时, 后端负载处于加电工作状态, 即航天服的供电工况包括电源初始加电和电源带载切换加电两种工作模式。

由于航天服供电系统复杂, 用电设备多, 各单机设备并不是纯阻性负载, 而表现为容性、感性负载, 特别是为了有效抑制干扰, 各用电设备在设计时采用输入端接有滤波电容的 DC-DC 电源模块, 以提高设备在干扰环境下工

作的可靠性^[2]。由于 DC-DC 电源的使用, 在加电的瞬间, 会在其供电母线上产生一个很大的电流, 这就是我们通常所说的浪涌电流。浪涌电流产生的原因是由于 DC-DC 电源模块前端使用的容性器件, 使供电负载往往呈现容性特性, 当此类电路接入供电母线中时, 由于滤波电容处于尚未充电的初始状态, 供电电源接通的瞬间母线上便会产生较大的浪涌电流值^[3]。浪涌电流的产生不仅给设备中元器件带来很大的瞬时应力, 有可能造成元器件受损, 使电路失效^[4], 还可能超过电源母线的过流保护阈值, 使电源不工作, 导致挂在母线上的用电设备断电停止工作。因此, 对航天服输入电流浪涌进行抑制来保护供电系统的安全, 是十分必要的^[5]。使用最为普遍的浪涌电流抑制方法是在电路中插入适当的线性阻抗来抑制开机浪涌电流, 该方法适用于使用温度环境要求不高的小功率电源的场合^[6]。而航天服使用环境复杂, 供电系统可靠性求高, 传统方法的局限性决定了其在航天型号电源中必将被新的浪涌抑制方式所取代^[7]。基于 MOS 管具有完全导通时的通态电阻只有

收稿日期: 2020-08-07; 修回日期: 2020-09-14。

作者简介: 姚丽坤(1977-), 女, 山西阳泉人, 硕士, 副研究员, 主要从事航天服工程方向的研究。

引用格式: 姚丽坤, 姚 飞, 付宗宝, 等. 航天服浪涌抑制电路设计 and 应用研究[J]. 计算机测量与控制, 2021, 29(3): 220-223.

几十毫欧, MOS 管通断易于控制, 开关速度快等特点^[8], 航天服一次供电母线采用 MOS 开关管浪涌抑制方案来抑制电源启动瞬间大电流的产生, 从而保护电源和用电设备的安全。

根据航天服的供电模式, 初始加电时, 一路电源接通, 经过流保护电路后, 通过总的浪涌抑制电路, 输出至各设备滤波电路和 DC/DC 变换模块, 提供设备供电; 带载切换加电时, 另一路电源接通, 经过流保护电路后, 仍通过总的浪涌抑制电路, 输出至各设备滤波电路和 DC/DC 变换模块, 给设备供电。在两种工作模式下, 对原设计的浪涌抑制电路进行测试, 发现初始加电时, 原浪涌抑制电路正常工作, 可将启动瞬间供电母线上的电流限制在允许范围内, 后端负载平稳加电; 而电源切换加电时, 供电母线上却产生了较大的浪涌电流, 浪涌抑制电路没能起作用, 导致供电母线过流保护, 挂在母线上的所有用电设备断电停止工作。本文针对该现象, 详细分析了浪涌抑制电路的工作原理, 提出了一种可行的浪涌电流抑制方法, 改进了浪涌抑制电路, 并通过仿真分析和实验测试, 对改进电路的浪涌抑制效果进行了验证。

1 原浪涌抑制电路原理

航天服供电系统要求, 满载情况下供电母线上的浪涌电流峰值不大于 3 A, 最初设计的浪涌抑制电路如图 1 所示, 由 MOS 开关管 V2、电阻 R_1 、电阻 R_2 、电容 C_1 、电容 C_2 组成的延时网络以及稳压二极管 V1 组成。MOS 开关管 V2 串联在 28 V 供电正线上, 其栅极电压受专门设计的 RC 网络控制, 当初始加电时, 母线通过 R_1 、 R_2 向电容 C_1 、 C_2 充电, 由于电容 C_1 、 C_2 两端电压缓慢升高, 开始时 MOS 管栅极电压低于导通阈值, 漏源截止, 随着电容 C_1 、 C_2 逐渐充电, MOS 管栅源电压逐渐升高, 漏极与源极阻抗逐渐降低, 达到阈值电平, V2 导通, 完成对电路后端电容 (包括滤波电容以及容性负载电容) 的恒流充电, 从而使 MOS 开关管起到浪涌电流抑制作用^[9]。稳压二极管 V1 保护 MOS 管栅源电压在安全范围内, 防止高压击穿损坏。电路中 V1 选用 ZW61 稳压二极管, 正常工作电压 13~14 V, 各阻容参数的选取如图 1 所示。通过测试证明这种 MOS 管开关电路对容性负载有很强的适应能力, 适当延长开通时间, 能够很好地抑制电容充电瞬间所产生的浪涌电流^[10]。该电路外围器件只有少数电阻电容, 在实现抑制功能的同时, 具有功耗低、电路易于实现、控制电路简单、可靠性高等特点。

2 存在问题

2.1 电源初始加电时浪涌抑制功能测试

接实际负载对图 1 电路抑制效果进行测试, 初始加电时启动电流波形如图 2 所示, 由图可知, 启动电流峰值 2.7 A, 满足不大于 3 A 的要求。

2.2 电源带载切换时浪涌抑制功能测试

通过开关切换至另一路电源工作时, 启动电流波形如

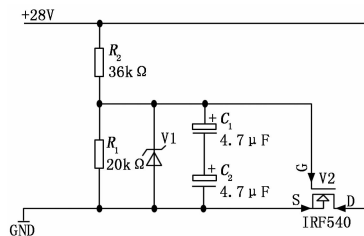


图1 航天服浪涌抑制电路

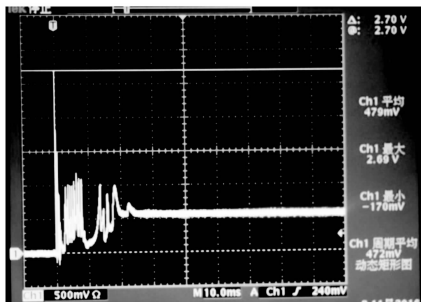


图2 初始加电时浪涌电流波形

图3所示, 峰值达 11.3 A, 远大于 3 A, 超过供电母线过流保护阈值, 导致电源过流保护, 负载断电停止工作。



图3 电源切换时浪涌电流波形

2.3 问题分析

两种工况下, 采用同样的浪涌抑制电路, 为什么电源带载切换时电路没起作用? 分析图 1 电路, 初始加电稳定后 MOS 管栅极电压 V_g 可通过下式计算:

$$V_g = E \times R_1 / (R_1 + R_2) \quad (1)$$

式中, E 为电源电压。

图 1 电路中, E 为 28 V, R_1 为 20 k Ω , R_2 为 36 k Ω 。计算可得 MOS 管栅极电压 V_g 为 10 V。查看图 3, 电源切换时 MOS 管栅极电压维持在 10 V 左右, 与计算的稳态工作电压一致, 说明此时 MOS 管处于导通状态, 无法控制负载缓慢加电, 从而没能起到控制浪涌电流的作用。

进一步分析, 电源带载切换过程中, 手动开关有 2~6 ms 的短暂断电过程, 在此时间内电容 C_1 端电压从 10 V 开始放电, 放电时间常数 τ 通过下式计算:

$$\tau = RC \quad (2)$$

式中, R 为等效电阻, C 为等效电容。

电路中 R 为 R_1 与 R_2 的并联阻值, C 为 C_1 、 C_2 的串联

电容, 计算可得放电时间常数 τ 约为 30 ms。

放电时间 t 计算公式为:

$$t = \tau \ln(V_u/V_i) \quad (3)$$

式中, V_u 为电容放电时的初始电压 (即 MOS 管栅极电压), V_i 为任意时刻 t 电容上的电压。

电路中, τ 为 30 ms, V_u 取 10 V, t 取 2~6 ms, 计算可得 V_i 为 8.2~9.35 V。即开关切换 2~6 ms 断电时间内, 电容电压从 10 V 降至 8.2~9.35 V, MOS 管栅极电压也被钳位在 8.2~9.35 V, 仍高于其开启电压 2~4 V, 因此在 2~6 ms 时间内, MOS 无法关断, 再次加电时起不到浪涌抑制的作用, 导致出现了 11.3 A 的峰值电流。

3 浪涌抑制电路改进设计

通过上述问题分析, 电源切换时要使浪涌抑制电路能够正常起作用, 应加快电容电荷泄放速率, 使开关转换 2~6 ms 断电时间内, MOS 管栅极电压降低到 2 V 以下, 确保其正常关断。根据公式 (2), 加快电容泄放速率, 应减小小放电时间, 也就是减小电阻 R 和电容 C 的值。由图 1 可知, 电容充、放电回路相同, 充、放电时间常数均由 R 、 C 决定, 减小 R 、 C 的值, 可减小放电时间, 同时也会减小充电时间, 这将影响上电时 MOS 管漏极电压线性下降的斜率, 该斜率决定浪涌电流的最大幅值, 为保证上电时浪涌电流峰值不超过 3 A, 减小放电时间的同时还应保持充电时间基本稳定。

为此应采用不同的充、放电回路, 在原浪涌抑制电路基础上, 设计专门的 MOS 管栅极电压快速泄放通道, 以达到设计目的。改进后的浪涌抑制电路如图 4 所示, 增加一组电阻 R_4 、 R_5 , 并联在原浪涌抑制电路前端, 作为放电时电容电荷的专用泄放通道; 取消原有的稳压管 V1, 增加一只隔离二极管 V3, 将放电电路和充电电路相对隔离。利用二极管的单向导电性, 电源加电时使 V3 正端电压低于负端电压, V3 截止, 28 V 仍通过 R_1 、 R_2 给 C_1 、 C_2 充电, 负载缓慢加电, 浪涌电流得以抑制; 电源切换时, 在 2~6 ms 断电时间内, V3 负端电压快速降至 0 V, 正端电压高于负端电压, V3 导通, 电容电压通过 R_1 、 R_2 、 R_4 、 R_5 并联网络快速泄放, MOS 管迅速恢复至关断状态。这样开关切换接通另一路电源时, MOS 管可正常导通, 起到浪涌抑制作用。

在原电路基础上, 调整各阻容元件的参数, 设置不同的充放电时间, 以实现初始加电及电源切换加电瞬间浪涌电流都可以得到有效抑制, 各元件参数取值详见图 4, 主要考虑如下:

1) C_1 、 C_2 的选取: 为加快放电速率, 增加 R_4 、 R_5 泄放通道的同时, 适当降低 C_1 、 C_2 的等效电容, 以减少断电过程中需要泄放的电荷数量。本例中将 C_1 、 C_2 电容值由 4.7 μF 降至 0.47 μF , 串联后的等效容值由 2.35 μF 降至 0.235 μF 。

2) R_1 、 R_2 的阻值: R_1 、 R_2 的阻值调整主要考虑两个因素: 1) 根据 C_1 、 C_2 容值降低, 适当提高 R_1 、 R_2 阻值,

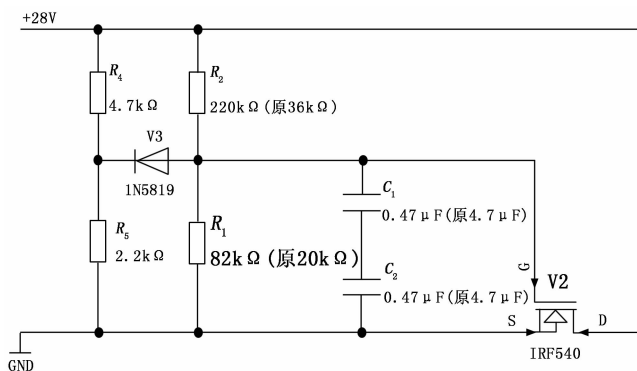


图 4 改进后的浪涌抑制电路

以维持浪涌抑制电路充电时间基本稳定; 2) 为通过调整 R_1 、 R_2 分压, 使加电过程中 V3 正端电压低于负端电压, 并能适当降低电容 C_1 端充满电时的电压, 以进一步加快放电速率。经计算验证, 将 R_1 由 36 k Ω 增大至 220 k Ω , R_2 由 20 k Ω 增大至 82 k Ω , 通过公式 (2) 计算, 充电时间常数 τ 由 30 ms 变为 14 ms, 通常认为经过 3 个充电时间常数 τ 后, 电容已充满, 因此电容充满时间由 90 ms 变为 42 ms, 保持在一个数量级, 基本稳定; 电容 C_1 正端电压由 10 V 降至 7.6 V, 能够保证 MOS 管的正常开启。

3) R_4 、 R_5 的阻值: 为加快泄放速率, R_4 、 R_5 作为专用泄放通路并联在 R_1 、 R_2 两端, 其阻值的选取应配合 R_1 、 R_2 、 C_1 、 C_2 , 使电路放电时间小于 2~6 ms; 同时通过 R_4 、 R_5 分压, 确保加电过程中 V3 负端电压高于正端电压, V3 关断。经计算验证, R_4 取值 4.7 k Ω , R_5 取值 2.2 k Ω 。放电时间根据公式 (2)、公式 (3) 计算, 放电时间常数为 343.5 μs , 电容从充满时的 7.6 V 放电至 2 V 时所用时间为 463 μs , 远小于 2 ms。加电时, V3 负端电压通过 R_4 、 R_5 分压获得, 计算为 8.9 V, 高于其正端电压 7.6 V, V3 能够关断。

4) 取消原有的稳压管 V1: 电路更改后, 原 V1 管不在起作用, 原因是若 C_1 端电压异常增高超过 8.9 V, V3 正端电压高于负端电压导通, 导通电压 0.2 V, C_1 端电压被限制在 9.1 V 左右, 即 MOS 管栅极电压也被钳位于 9.1 V, 不会受高压冲击, 因此稳压管 V1 去除后, 不影响保护功能。

4 仿真分析

搭建仿真平台, 对改进前和改进后电路的浪涌抑制效果进行分析。改进前电容电压从 10 V 开始泄放, 放电波形如图 5 所示, 从 10 V 降至 2 V 所需时间为 48.55 ms。改进后电容电压从 7.6 V 开始泄放, 放电波形如图 6 所示, 从 7.6 V 降至 2 V 所需时间为 554.5 μs 。可以看出, 改进后电路泄放时间大大缩短, 远小于 2 ms。

对改进后电路的充、放电趋势进行仿真, 仿真结果如图 7 所示。可以看出, MOS 管从 7.6 V 放电至 0 V, 然后又从 0 V 充电至 7.6 V, 放电时间短小于 2 ms, 而充电时间

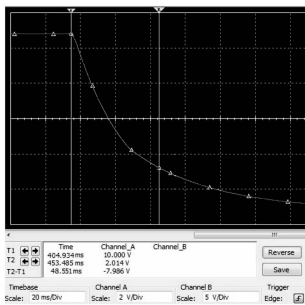


图 5 改进前 MOS 管栅极电压泄放波形

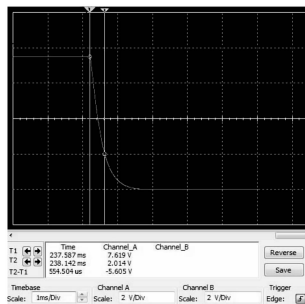


图 6 改进后 MOS 管栅极电压泄放波形

较长约 40 ms, 实现了充电时间基本稳定, 放电时间快速减小的目的, 与设计思想一致。

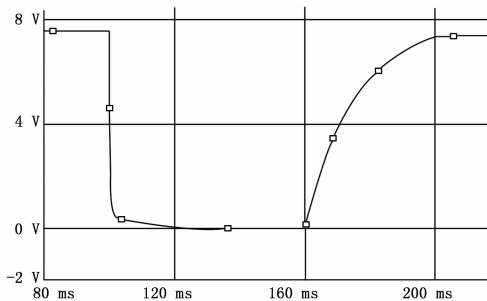


图 7 改进后充/放电波形

5 实验验证

制作图 4 的浪涌抑制电路板, 连接 2 路电源和负载进行测试。设备初始加电时启动电流波形如图 8 所示, 最大峰值电流 2.65 A。通过手动开关切换电源, 启动电流波形如图 9 所示, 最大峰值电流 2.63 A。可以看出, 两种情况下启动电流波形一致, 峰值均不大于 3 A。

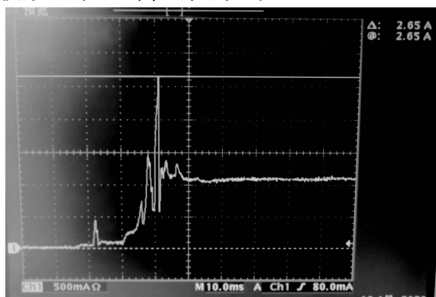


图 8 初始加电时浪涌电流波形 (改进后)

通过对比图 3 和图 9 可以看出, 改进前浪涌电流峰值 11.3 A, 改进后浪涌电流峰值 2.63 A, 电源切换上电瞬间电流波形明显改善, 幅值大幅度减小, 有效地解决了带载切换过程中浪涌电流过大的问题。

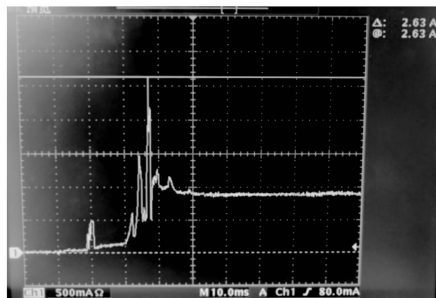


图 9 电源切换时浪涌电流波形 (改进后)

6 结束语

本文针对航天服电源切换时出现的浪涌抑制功能失效问题, 详细分析了浪涌抑制电路原理, 提出了一种改进设计思路和方法, 增加了 MOS 管栅极电压快速泄放通道, 采用相对独立的充电电路和放电回路, 确保充电时间基本稳定, 放电时间大大缩短。经仿真分析和实验测试, 证明了改进电路的浪涌抑制效果良好, 有效解决了带载切换过程中浪涌电流过大引起母线过流保护的问题, 能够很好地应用于航天服供电设备中。

参考文献:

- [1] 孟宪会, 何 宇, 熊晓英. 航天器 DC/DC 变化器启动特性建模分析研究 [J]. 航天器工程, 2010, 19 (1): 17-23.
- [2] 梁 君, 杨友超, 赵 岩. 总体电路瞬态浪涌抑制 [J]. 计算机测量与控制, 2015, 23 (4): 1394-1400.
- [3] 荣 焱, 王其岗. 高可靠性 DC-DC 开关电源的浪涌电流抑制电路设计 [J]. 电源技术应用, 2011, 14 (7): 44-50.
- [4] 廖建军, 黄 波, 李文豪, 等. 一种机载直流浪涌抑制器的设计 [J]. 微电子学, 2013, 43 (4): 516-520.
- [5] 王凤岩, 张肱霈, 张 燕, 等. 机载设备的浪涌抑制 [J]. 电子信息对抗技术, 2013, 28 (5): 78-82.
- [6] 朱圣杰. 中小功率开关电源的浪涌电流抑制及辅助电源研究 [D]. 苏州: 苏州大学, 2015.
- [7] 张 乾, 王卫国. 星载开关电源浪涌电流抑制电路研究 [J]. 电子技术应用, 2008, 12 (34): 82-84.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] 赵 岩, 杨友超, 张 翔, 等. 航天器高可靠智能供电系统系统设计 [J]. 计算机测量与控制, 2015, 23 (8): 2776-2781.