

一种机载电源浪涌电流抑制电路的设计与分析

邱燕, 王斌, 黎颖

(中国航空无线电电子研究所, 上海 200233)

[摘要] 通过对标准的解析以及对典型应用局限性的分析, 设计了一种浪涌电流抑制电路。在电路中加入恒流充电模块以及电压反馈模块, 使浪涌电流的峰值及启动时间均可控, 并给出相应的计算公式指导具体设计。通过加入放电回路, 使得多次启动特性一致, 仿真验证了方案的正确性及有效性, 并成功应用于机载设备。

[关键词] 浪涌电流; 电源系统; 抑制电路

[中图分类号] TN86

[文献标识码] A

[文章编号] 1006-141X(2020)02-0060-05

Design and Analysis of the Circuit for Airborne Suppressing Inrush Current

QIU Yan, WANG Bin, LI Yin

(China National Aeronautical Radio Electronics Research Institute, Shanghai 200233, China)

Abstract: By analyzing the standards and the limitations of the typically application, an inrush current suppression circuit is designed. By adding a constant current charging module and a voltage feedback module, the peak value and duration of the inrush current are controllable, and the corresponding calculation formulas are given to guide the design. By adding the discharging circuit, the startup characteristics of the airborne equipment are consistent with the secondary start up. The correctness and validity of the scheme are verified by simulation, and it is successfully applied to the power supply system of airborne equipment.

Key words: inrush current; power system; suppression circuit

机载设备电源输入端一般呈现容性负载, 当设备上电启动时, 会产生瞬时浪涌电流。过大的浪涌电流在汇流条上产生的压降可能导致设备供电端电压急剧下降, 从而迫使设备重启, 系统崩溃。同时, 浪涌电流具有的瞬时特性、尖峰特性, 也给机载配电系统的选择造成了困扰^[1]。因此, 供电系统需对设备的浪涌电流峰值及持续时间提出要求。

本文首先分析典型浪涌电流抑制电路的局限性,

提出设计一种可满足标准规定的、多次启动状态一致且峰值电流及上电启动时间可控的浪涌电流抑制电路方案。在典型电路中加入电压反馈模块以及恒流充电模块, 使得峰值电流与启动时间可控, 同时在输入回路中加入放电回路, 使得多次启动状态一致。最后建立仿真模型, 验证该方案的正确性及有效性。

收稿日期: 2020-03-16

引用格式: 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.

1 典型应用分析

国军标 GJB 181B-2012 以及民机 DO-160G 标准均对机载设备的浪涌电流均提出了要求。国军标 GJB 181B-2012 要求设备在启动的 100 ms 内浪涌电流不能超过其额定值的 5 倍, 该标准只对单次浪涌电流提出峰值及持续时间的要求。民机 DO-160G 标准要求当额定输入电压突然施加到被测物 (EUT: Equipment Under Test) 时, 产生的冲击电流峰值应为: 上电初始 3 ms 以内, 小于最大稳态负载电流的 9 倍; 上电 3 ms~500 ms, 小于最大稳态负载电流的 4 倍; 上电 500 ms~2 s, 最大稳态负载电流的 2 倍, 上电 2 s 以后为额定值。该标准根据冲击电流持续时间的不同, 对浪涌电流的峰值提出了不同的限定标准, 而且对设备多次上电启动时的浪涌电流提出了要求, 设备在正常工作后, 输入电压掉电 200 ms 后再次启动, 浪涌电流的峰值及持续时间均满足标准要求。

典型的浪涌电流抑制开关原理如图 1 所示^[2-3]。在输入主功率回路上加一个金属氧化物半导体 (MOS: Metal Oxide Semiconductor) 管 Q₁, 使其在启动时处于可变电阻区来抑制浪涌电流。其中 V_{in} 为输入电压, C_{in} 为输入电容, 电容 C₁ 两端电压即为 Q₁ 的栅源极电压 V_{GS}。

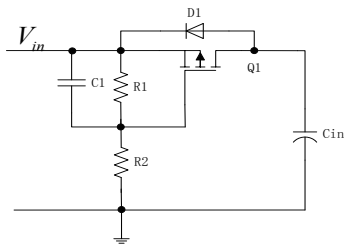


图1 浪涌电流抑制开关原理框图

当 V_{in} 突然上电时, V_{GS} 为零, MOS 管关断。输入电压 V_{in} 给电容 C₁ 与电阻 R₂ 充电, V_{GS} 缓慢上升, 当 V_{GS} 高于 Q₁ 的启动电压后, Q₁ 开通, 进入可变电阻区, 随着 V_{GS} 的缓慢上升, 启动电流增大, Q₁ 的阻值变低, 当输入电容 C_{in} 充满电后, 启动工作结束。

由上分析可知, 浪涌电流峰值与浪涌电流的时间与电容 C₁ 以及电阻 R₂ 的时间常数 τ 相关。当 τ 较大时, 浪涌电流峰值较小, 但是浪涌电流持续时间较长。同时, 根据 MOS 管的特性, 在可变电阻区, 输出电流能力与栅源极电压的平方成正比关系, 开关管开通后, 峰值电流将急剧增加且不可控。因此考虑在主功率回路中加入反馈回路, 使得 MOS 管 Q₁ 开通时, 其栅源电压处于平衡状态, 以此控制浪涌电流峰值。同时为了使设备浪涌电流的值与 MOS

管特性无关, 加入恒流充电回路。

当 V_{in} 下电时, 由于后端的 DC/DC 模块存在最低输入电压, 因此当电容 C₁ 上电压卸放到 DC/DC 模块的最低输入电压后, 只能通过电阻 R₁ 卸放, 而该回路的时间常数较长, 远大于 200 ms, 因此当进行多次启动试验时, V_{GS} 电压高于阈值电压, 浪涌电流将无法抑制。

由上述分析可知, 为了使得多次启动时浪涌电流波形一致, 在输入掉电时电容 C₁ 上电压需要释放完, 因此将在输入回路中加入放电回路。

2 改进的浪涌电流抑制开关分析

改进后的浪涌电流抑制开关电路原理框图如图 2 所示。其中 Q₁ 为电流抑制开关管, C_{in} 为输入电容。电阻 R₄、R₅、稳压管 V₁、三极管 Q₃ 组成恒流充电模块。电阻 R₃、R₆ 和电容 C₂ 构成反馈回路。电阻 R₇、R₈ 和稳压管 V₂ 构成预充电以及放电回路。

该电路的工作状态分为三个阶段:

(1) 控制开关 Q₁ 关断阶段, 即启动初始阶段。

在该阶段预充电回路以及恒流充电电路给电容 C₁ 充电, 充电开关 Q₁ 的栅源电压为小于其开启电压, Q₁ 关断, 无输出电流。在该阶段, 由预充电回路给电容 C₁ 设定一电压初始值 V_c, 加快其启动速度。当电容 C₁ 电压达到 V_c 后, 由于稳压管 V₂ 的存在, 预充回路不在给电容 C₁ 充电, 只由恒流充电部分给电容 C₁ 充电, C₁ 上电压线性上升。

恒流充电回路的充电电流计算式如下:

$$I_{c1} = (V_1 - 0.6) / R_4 \quad (1)$$

其中, i_{c1} 为电容 C₁ 上充电电流。由于 i_{c1} 恒定, 因此电容 C₁ 上的电压线性上升。其电压为:

$$V_{C1} = \frac{I_{ce}}{C_1} t + V_c \quad (2)$$

当 V_{C1}=V_t 时, 该过程结束, 此时的时间 t₁ 为启动延时时间。

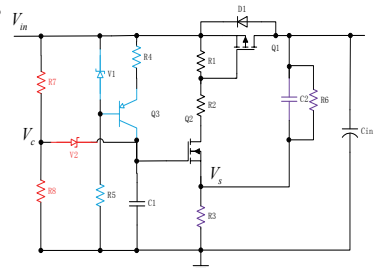


图2 充电开关原理框图

(2) 充电开关 Q1 放大阶段。

当 $V_{c1} > V_t$ 时, 控制开关 Q2 处于放大区。根据场效应管的工作原理, 当其处于放大区时, 场效应管的电流与 V_{GS} 的电压的关系由式 (3) 所示。

$$i_D = K(V_{GS} - V_{GS(th)})^2 (1 + \lambda V_{DS}) \quad (3)$$

不考虑沟道调制效应, $\lambda=0$ 。

将式 (3) 简化为:

$$i_D = K(V_{GS} - V_{GS(th)})^2 \quad (4)$$

电阻 R_1 的电压计算公式如式 (5) 所示:

$$V_{R1} = R_1 K(V_{GS} - V_{GS(th)})^2 \quad (5)$$

由于 R_1 上的电压即为充电开关 Q_1 的 V_{GS} 电压, 当 $V_{R1} > V_t$ 时, 充电开关 Q_1 处于放大区, 根据式 3, 充电开关 Q_1 的电流 I_{d1} 随着 V_{GS} 的增加而快速增加。由于反馈电阻 R_6 的存在, 随着输出电压的增加, 电阻 R_3 上的压降增加, 控制开关 Q_2 的 V_{GS} 增速变缓, 当通过反馈电阻 R_6 在电阻 R_3 上产生的电压增速与电容 C_1 由于恒流充电产生的增速相同时, 控制开关 Q_2 的 GS 电压恒定, 则流经电阻 R_1 的电流恒定, 电阻 R_1 的电压降恒定, 即充电开关 Q_1 的 V_{GS} 恒定, 其漏电流 I_D 恒定, 即充电电流恒定, 此电流即负载电容的浪涌电流。

由于输出电流恒定, 因此输出电压与输出电流关系如式 (6) 所示。

$$V_o = \frac{1}{C_{in}} I_o t \quad (6)$$

假设控制开关 Q_2 的 S 端电压为 V_s , 则稳定态该点电压公式如式 (7) 所示。

$$\left(\frac{v_o - V_s}{R_6} + i_{dM} \right) R_3 = V_s \quad (7)$$

其中, I_{dM} 为开关管 Q_2 的漏极电流。对该公式进行变换, 可以得到式 (8):

$$\frac{v_o R_3}{R_6} + i_{dM} R_3 = \frac{R_6 + R_3}{R_6} V_s \quad (8)$$

由于系统处于稳定状态, I_{dM} 保持恒定, V_s 的上升斜率与 V_g 相同, 因此对式 (8) 两端进行微分, 可以得到如下结果:

$$\frac{R_3}{R_6} v_o' = \frac{R_3 + R_6}{R_6} V_s' = \frac{R_3 + R_6}{R_6} V_g' \quad (9)$$

即

$$i_o = \frac{(R_3 + R_6) C_{in}}{R_4 R_3 C_1} (V_1 - 0.6) \quad (10)$$

根据式 (6)、式 (10) 可以得到该阶段的时间为:

$$t_2 = \frac{v_o}{I_o} C_{in} = \frac{v_{in} R_4 R_3 C_1}{(R_3 + R_6)(V_1 - 0.6)} \quad (11)$$

其中, $V_{in}=V_o$, 由此可知, 该启动时间与输入电容 C_{in} 无关。

由式 (10)、式 (11) 可知, 恒流充电回路的电流越大, 浪涌电流的峰值越大, 持续时间越短。反馈支路的电阻比例越大, 浪涌电流峰值越大, 持续时间越小。输入电容与控制电容的比例越大, 浪涌电流的峰值越大。浪涌电流峰值与输入电压幅值无关, 浪涌电流的时间与输入电容容量无关。

(3) 充电开关 Q_1 饱和导通阶段。

当维持电容的充电完成后, 充电开关 Q_1 的充电电流为零, V_s 电压恒定, 电容 C_1 电压继续上升, 直至充电完成。

(4) 多次上电分析。

当输入电压 V_{in} 的电压值降低到小于额定电压的 5% 时, 电容 C_1 将通过稳压管 V_2 , 电阻 R_8 放电, 因此其残余电压由稳压管 V_2 决定。将该电压设置在开启电压 V_t 之下, 则二次上电时能保证浪涌电流与首次上电一致。

3 仿真分析

根据上述分析, 搭建仿真平台。电源模块额定工作电流为 2 A, 输入电容 $C_{in}=1000 \mu F$ 。输入电压依据 DO-160G 的浪涌电流测试标准设置。启动时电压在 1 ms 内从 0 V 上升至 28 V, 维持 100 ms, 在 1 ms 内从 28 V 降低至 0 V, 并持续 200 ms, 再在 1 ms 内从 0 V 上升至 28 V。后端 DC/DC 模块的最低工作电压设置为 15 V。

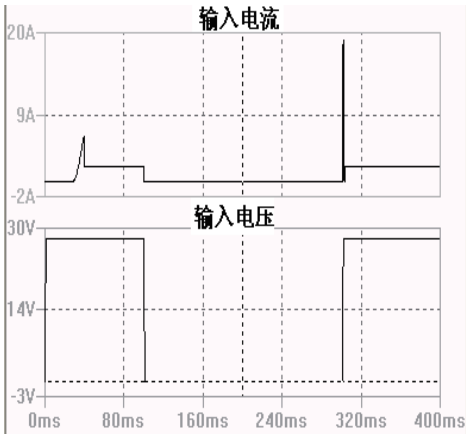
分别按照图 1 中所示的典型的浪涌抑制开关电路以及图 2 中所示的改进后的浪涌电流抑制开关电路进行仿真, 其中图 1 中所示电路参数设置下: $R_1=100k\Omega$; $R_2=20k\Omega$; $C_1=4.7\mu F$ 。图 2 所示的改进后的浪涌电流抑制电路的参数设置如表 1 所示。

图 3 示出的是两次上电波形, 其中图 3 (a) 为典型应用电路仿真得到的两次上电波形, 图 3 (b) 为改进后的电路仿真得到的两次上电波形。

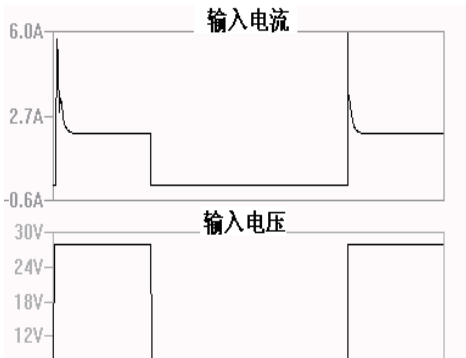
表 1 仿真参数设计

位号	标称值	单位
R1	15	kΩ
R2	4.7	kΩ
R3	15	kΩ
R4	6.8	kΩ
R5	10	kΩ
R6	100	kΩ
R7	10	kΩ
R8	2	kΩ
C1	2.2	μF
C2	0.1	μF
V1	12	V
V2	4.7	V

由图 3 (a) 可知, 首次上电波形与二次启动波形不一致。首次上电时, 输出电压滞后输入电压, 浪涌电流得到较好的抑制。而二次启动时, 输入电压与输出电压基本同步, 其浪涌电流值远大于第一次。由图 3 (b) 可知, 首次上电波形与二次启动波形基本抑制, 二次启动时, 浪涌电流值略大于第一次。



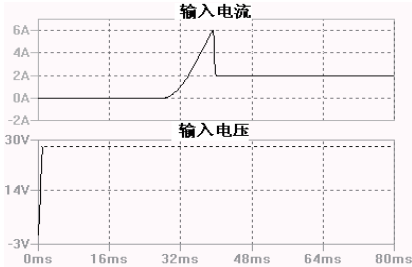
(a) 典型应用



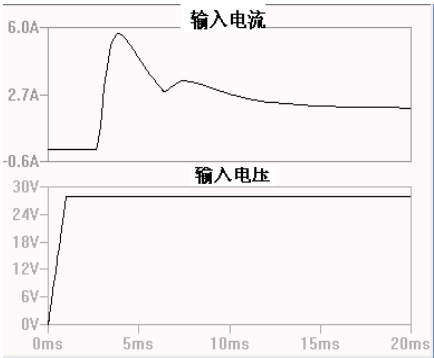
(b) 改进后电路

图 3 两次上电波形

图 4 示出的是两个电路模型的首次上电波形。其中图 4 (a) 为典型应用中的首次上电波形, 图 4 (b) 为改进后电路的首次上电波形。由图 4 (a) 可知, 首次上电时, 输入电流峰值为 5.97 A, 启动延时 27 ms, 上电 39 ms 后完成充电。浪涌电流同时满足军机以及民机对浪涌电流的要求。由图 4 (b) 可知, 首次上电时, 输入电流峰值为 5.8 A, 启动延时 3.8 ms, 上电 10 ms 后完成充电。同时满足军机以及民机的要求。相同的输入条件, 输入电容的情况下, 改进后的电路的浪涌电流的峰值更小, 启动延时更短, 持续时间更短, 具有更好的特性。根据式 (10) 计算得到的输入电流峰值为 5.8 A, 仿真结果满足理论计算。



(a) 典型应用



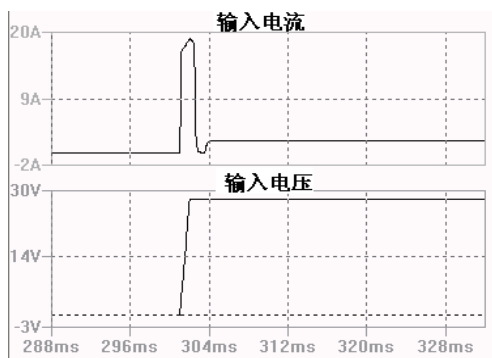
(b) 改进后电路

图 4 首次上电波形

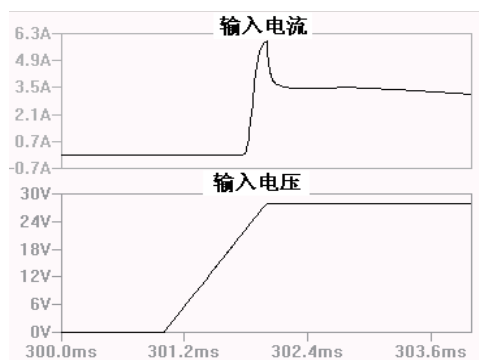
图 5 所示为两个电路模型的二次启动波形, 其中图 5 (a) 为典型应用中的二次启动波形, 图 5 (b) 为改进后电路的二次启动波形。由图 5 (a) 可知, 当掉电 200 ms 后再次上电, 由于 MOS 管的栅源极存在残压, 浪涌电流峰值将达到 19.4 A, 将近额定电流的 10 倍, 因此不满足民机需求。该电流的维持时间为 0.44 ms, 对输入回路的 MOS 存在较大的冲击, 将减小其寿命。由图 5 (b) 可知, 当掉电 200 ms 后再次上电, 浪涌电流峰值将达到 6A, 满足民机要求。二次启动时, 由于输出电压存在残压, 因此给后端负载供电的启动延时减小, 因此输入浪涌电流中包含给负载电流状态, 其波形与首次启动略有不同。

参 考 文 献

- [1] 刘艳滢. 高可靠性抑制浪涌电流的电路设计 [J]. 仪器仪表学报, 2011, (6): 137-140.
- [2] 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, (7): 43-50.
- [3] 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, (2): 86-88.



(a) 典型应用



(b) 改进后电路

图 5 二次启动电波形

4 结束语

通过理论分析以及仿真验证可知, 现有的典型浪涌电流抑制电路只能抑制单次上电时的冲击电流, 且其峰值和持续时间不可控, 与器件参数等相关。在其回路中加入恒流回路以及反馈支路后, 浪涌电流与峰值与启动时间可控。该值只与阻容值以及稳压管的稳压值相关, 而与 MOS 管的参数无关, 相对离散性较低。因此可根据实际需求设计浪涌电流峰值与启动时间。该电路设计中, 恒流充电回路的电流越大, 浪涌电流的峰值越大, 持续时间越短。反馈支路的电阻比例越大, 浪涌电流峰值越大, 持续时间越小。输入电容与控制电容的比例越大, 浪涌电流的峰值越大。浪涌电流峰值与输入电压幅值无关, 浪涌电流的时间与输入电容容量无关。

在输入回路加入放电支路, 加速启动电容的放电时间, 设备的二次启动浪涌电流时也满足标准要求。