

doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2016.07.019

引用格式:曾凡东. 机载电子设备直流电源输入端保护电路设计[J]. 电讯技术,2016,56(7):820-825. [ZENG Fandong. Input protective circuit design of DC power supply for airborne electronic equipment[J]. Telecommunication Engineering,2016,56(7):820-825. ]

# 机载电子设备直流电源输入端保护电路设计\*

曾凡东\*\*

(中国西南电子技术研究所,成都 610036)

**摘要:**为了减小瞬态电压、浪涌电压、输入电源极性反接、负载短路对机载电子设备造成的危害,针对当前航空直流+28 V 电源系统的特点,提出了一种解决直流电源输入过压浪涌、输入欠压浪涌、输入电源极性反接、负载短路或过流导致设备损坏的方案。该方案以 LTC4364 和 APL502L 为核心芯片。首先介绍了该电路的主要特点,接着分析了电路的工作原理和参数设计,最后对该电路进行了仿真分析和实验电路测试。实验结果表明,该电路各项性能指标良好,完全达到设计要求。该电路已成功应用于某电台中,且工作良好。

**关键词:**机载电子设备;直流电源;浪涌电压;保护电路设计

**中图分类号:**TN86      **文献标志码:**A      **文章编号:**1001-893X(2016)07-0820-06

## Input Protective Circuit Design of DC Power Supply for Airborne Electronic Equipment

ZENG Fandong

(Southwest China Institute of Electronic Technology, Chengdu 610036, China)

**Abstract:** In order to reduce the harm to the airborne electronic equipment caused by the transient voltage, surge voltage, reverse input of the power supply and the short of the load, according to the characteristics of the current +28 V DC airborne power system, a solution is proposed which can overcome the harm caused by the input overvoltage, input under-voltage, reverse input and the short or over-current of the load. In the solution LTC4364 and APL502L are chosen as the core chips. The main features of the design are introduced, the operating principle is analyzed and the design of scheme is described, and finally the circuit optimization and actual verification for the whole system are conducted. The results indicate that it has a good performance and the design requirements are fully satisfied. The design has been successfully applied in a radio set and the circuit performs well.

**Key words:** airborne electronic equipment; DC power supply; surge voltage; protective circuit design

### 1 引言

飞机上搭载的大量机载电子设备均需机载电源系统提供稳定可靠的电源,机载电源系统的稳定性直接影响到机载设备的工作状态和飞行安全。如何使机载设备满足飞机电源供电特性的要求,并使飞机供电系统和机载电子设备之间能够协调、可靠地工作是机载电子设备生产厂家必须面对的问题。现

有的电源保护电路通常功能单一(比如只针对过压浪涌<sup>[1-2]</sup>或冲击电流<sup>[3-4]</sup>抑制或进行电源极性反接保护),并且器件较多,要实现多种保护功能就必须依靠多种功能电路级联,从而导致电路复杂且笨重、可靠性差等问题。本文针对 GJB181-86《飞机供电特性及对用电设备的要求》中对机载直流+28 V 电源系统设备耐电压浪涌(包含过压浪涌和欠压浪

\* 收稿日期:2016-03-15;修回日期:2016-06-03      Received date:2016-03-15;Revised date:2016-06-03

\*\* 通信作者:tiger876@sina.com      Corresponding author:tiger876@sina.com

涌)的要求,同时在兼顾输入电源极性反接保护、过流保护、浪涌电流抑制在内的需求上,设计了一种直流电源输入端的全面保护电路。该方案简化了电路设计,提高了电路性能及可靠性。

2 方案需求

设计一个直流电源前端保护电路,需满足如下要求:

- (1)保护电路在 GJB181-86《飞机供电特性及对用电设备的要求》2.4.4.2 节中电子设备抗过、欠压浪涌电压的实验条件下,对其后端的 DC/DC 电路进行保护,在其过、欠压浪涌期间,要求其后端的 DC/DC 电路不中断工作;
- (2)已知后端的 DC/DC 电路的额定输入电压为 28 V (其正常工作电压范围是 9 ~ 36 V),其额定输出负载为 5 V/10 A;
- (3)保护电路具有输入电源极性反接保护功能;
- (4)保护电路具有输入浪涌电流抑制功能;
- (5)保护电路具有过流保护功能。

3 实现方案及其工作原理

整个设计方案由保险丝、电磁干扰 (Electromagnetic Interference, EMI) 滤波电路、尖峰抑制电路、输入过欠压、防反接、输出箝位及输出过流保护电路、储能电路、DC/DC 变换器组成,设计方案框图如图 1

所示。其工作原理如下:在输入过压浪涌情况下,图 1 中的 A3、A4 级电路对 600 V 的电压尖峰和 80 V 的浪涌电压进行钳位 (钳位到 35 V) 后输出到后级电路 A5 和 A6,以保证后级电路的安全;在输入欠压浪涌情况下,图 1 中的 A4 级电路自动和前级电路断开 (以阻止储能电路向前级电路放电),这时 A5 级的储能电路向后级的 DC/DC 变换器电路供电 (因为后级 DC/DC 电路正常工作电压范围是 9 ~ 36 V,所以只要保证在 50 ms 的时间范围内,储能电路的放电输出电压始终大于 9 V 即可)。如果在储能电路向后级电路放电期间,输入电源电压高于储能电路的电压,则自动由输入电源向后级电路供电,同时向储能电路充电。

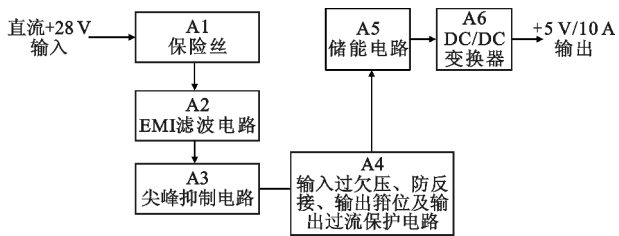


图 1 设计方案框图  
Fig. 1 Block diagram of design scheme

4 电路设计

图 1 中 A1、A2、A6 级电路的设计相对比较简单,下面只对 A3、A4、A5 级电路设计进行阐述,其具体的电路形式如图 2 所示。

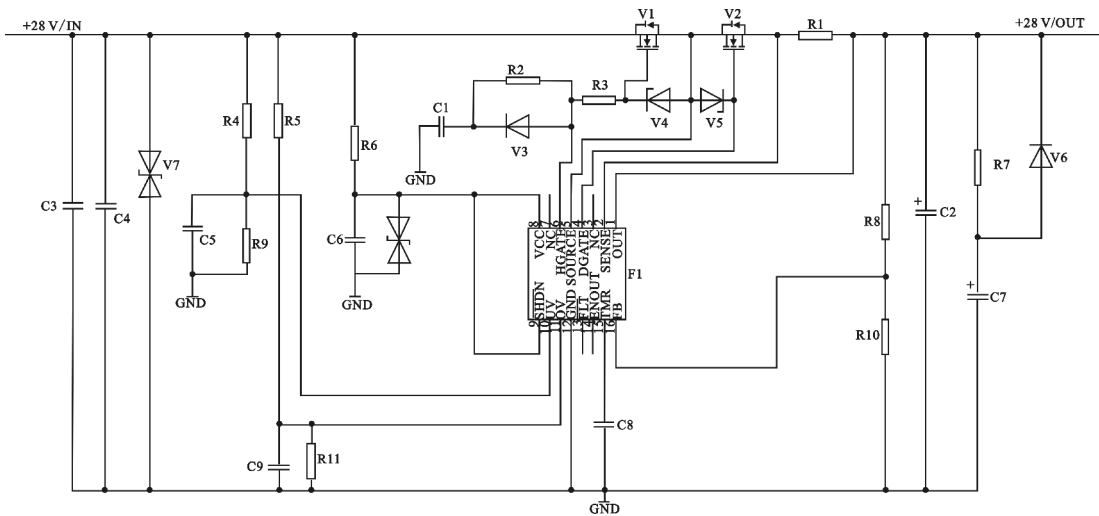


图 2 直流电源输入端保护电路  
Fig. 2 Input protective circuit of DC power supply

该电路采用凌特公司的 LTC4364-2 芯片 (图 2 中 F1) 和 APT 公司的线性区场效应管 APL502L (图 2

中 V1) 为核心器件。LTC4364-2 是 LT 公司推出的具备理想二极管的浪涌抑制器,能同时进行输入过压、

输入欠压、输入过流保护功能,为航空电子设备的下游组件提供可靠保护。该器件的工作电压范围为 4 ~80 V,在其电源输入端凭借简单的输入钳位,该器件就可以承受 100 V 以上的瞬态浪涌,并且 LTC4364-2 可以驱动两个背对背的 N 沟道场效应晶体管:前面一个(图 2 中 V1)负责提供电压浪涌保护并保持向输出提供一个稳定的电压,后面一个(图 2 中 V2)则充当用于提供反向输入保护和输出保持的理想二极管。该器件可以保护负载免遭低至-40 V 的反向输入损坏,并在输入欠压期间维持输出电压。APL502L 是 APT 公司开发的一种线性区金属氧化物半导体场效应晶体管(Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor,MOSFET),非常适合工作在线性区,具有正偏安全工作区范围广、耐高压和大电流、功率耗散高等特点<sup>[5]</sup>。

该直流电源保护电路采用了简单的集成电路(Integrated Circuit,IC)和 MOSFET 解决方案取代了以前复杂的保护电路,具有结构简单、可靠性好、电路损耗低、保护功能全面、体积小、成本低等优点。其对后级电路的全面保护功能主要包括输入过压保护、输入欠压保护、输入反极性保护、输入浪涌电压保护、输入浪涌电流抑制、输出短路及过流保护。

图 2 中器件 C3、C4、V7 在前端 EMI 滤波器滤波的基础上进一步实现对电压尖峰的抑制,器件 R7、C7、V6 实现储能功能,其余部分实现输入过欠压、防反接、输出箝位及输出过流保护功能。下面对各种保护功能的实现中关键元件的取值及器件选型进行介绍。

### 4.1 过压、欠压保护点的选取

如图 2 所示,在电路正常工作期间,LTC4364-2 通过其内部的电压比较器将 F1 的 FB 端反馈电压(由图 2 中电阻 R8 和 R10 分压得到)和 1.25 V 的内部基准电压相比较来控制 F1 的 HGATE 端电压输出,HGATE 端电压又决定了外部 MOSFET 管 V1 的导通程度,从而实现了电路在过压情况下的闭环调整。当输出发生过压情况时,在 F1 的 TMR 端的定时电容 C8 确定的定时周期内 HGATE 端控制 MOSFET 管 V1 继续导通(实际上 V1 没有完全导通,而是处于非完全导通的闭环调整状态),以保证系统在瞬时过压浪涌期间不中断工作。直到时间超过了设定的定时周期(定时周期由电容 C8 确定)时,HGATE 端才控制 MOSFET 管 V1 关断。因为保护电路后面的 DC/DC 输入电压范围为 9 ~36 V,所以计算过压输出箝位电压  $V_{reg}$ (图 2 中 R1 输出端电压)为 35 V 时 R8 和 R10 的取值为

$$V_{reg} = \frac{1.25\text{ V}(R8+R10)}{R10} = 35\text{ V}。 \tag{1}$$

取通过电阻分压器 R8 和 R10 的电流为 250  $\mu$ A,  $R10 = 1.25\text{ V}/250\text{ }\mu\text{A} = 5\text{ k}\Omega$ ,实际取 5.1 k $\Omega$ ,将  $R10 = 5.1\text{ k}\Omega$  代入式(1)可以得到  $R8 = 137.7\text{ k}\Omega$ ,实际取 137 k $\Omega$ 。

同样的道理,将输入过压点设置为 78.5 V(其电压通过电阻 R5、R11 分压后在 F1 的 11 脚电压为 1.25 V),输入欠压点设置为 9 V(其电压通过电阻 R4、R9 分压后在 F1 的 10 脚电压为 1.25 V),通过计算可以选取  $R4 = 180\text{ k}\Omega$ ,  $R9 = 30\text{ k}\Omega$ ,  $R5 = 620\text{ k}\Omega$ ,  $R11 = 10\text{ k}\Omega$ 。

### 4.2 过流保护门限的选取

LTC4364-2 通过采样电阻 R1 两端的压降来控制 F1 的 HGATE 端电压输出,HGATE 端电压又决定了外部 MOSFET 管 V1 的导通程度,从而实现了电路在过流情况下的闭环调整。采样电阻 R1 两端的压降和内部 50 mV 基准电压比较,当采样电阻上的压降大于 50 mV 时电路进入过流保护,同时 F1 的 TMR 端的定时电容 C8 确定的定时周期开始计时。如果不用过流保护功能,只需将 R1 两端直接连接即可。由于后端的 DC/DC 电路的额定输入电压为 28 V(正常工作电压范围 9 ~36 V),其额定输出负载为 5 V/10 A。假设 DC/DC 电路的效率为 85%,通过计算便可得到后端 DC/DC 电路在 9 V 电压下启动时的启动电流约为 6.54 A。考虑到设计余量,取过流保护门限值为 10 A,计算得到采样电阻  $R1 = 50\text{ mV}/10\text{ A} = 5\text{ m}\Omega$ 。

### 4.3 故障时间的选取

保护电路的故障时间由接在 F1 器件 TMR 端的电容  $C_{TMR}$ (图 2 中的 C8)来确定。在过压故障时间内,输出电压被箝位在电阻 R8 和 R10 所设定的 35 V。在过流故障时间内,输出电流被限流在电阻 R1 所设定的 10 A。当超过 C8 所设定的故障时间时 F1 通过关断外部 MOSFET 管 V1 来保护电路不受损坏。电容  $C_{TMR}$  同样控制电路的冷却时间,当冷却时间结束后 LTC4364-2 将会自动重启。当发生过压或者过流时,内部电流源开始向电容  $C_{TMR}$  充电,当 F1 的 TMR 端的电压  $V_{TMR}$  达到 1.25 V 时,FLT 端被置低电平,发出电源故障告警信号。从 LTC4364-2 的器件手册可以看到,电容  $C_{TMR}$  的充电电流与 F1 的  $V_{CC}$  和  $V_{OUT}$  间的电压差成正比, $V_{CC}$  和  $V_{OUT}$  间的电压差越大则电容  $C_{TMR}$  的充电电流越大。在过压保护的情况下取  $V_{CC}$  和  $V_{OUT}$  间的电压差为 45 V(输入为 80 V,输出为 35 V),从器件手册中的图表查询到

此时  $I_{TMR(UP)OV}$  约为  $31\text{ }\mu\text{A}$ ,再利用手册中的计算公式得到故障时间

$$T_{fl} = \frac{C_{TMR} \times 1.25\text{ V}}{31\text{ }\mu\text{A}} \quad (2)$$

当  $V_{TMR}$  达到  $1.25\text{ V}$  时,  $C_{TMR}$  的充电电流固定为  $5\text{ }\mu\text{A}$ ,故从 FLT 置低到 MOSFET 管 V1 关断之间的告警时间

$$T_{warning} = \frac{C_{TMR} \times 100\text{ mV}}{5\text{ A}} \quad (3)$$

当  $V_{TMR}$  达到  $1.35\text{ V}$  时, LTC4364-2 会立即将外部的 MOSFET 关断。为了保持电路的输入电压上有  $80\text{ V}/50\text{ ms}$  过压浪涌时其输出电压不中断,总的过压保护时间必须大于  $50\text{ ms}$ ,故总过压保护时间

$$T_{OV} = T_{fl} + T_{warning} \geq 50\text{ ms} \quad (4)$$

将式(2)和式(3)代入到式(4)中得到  $C_{TMR} \geq 0.829\text{ }\mu\text{F}$ 。为了保留设计余量,实际  $C_{TMR}$  值可取  $1.1\text{ }\mu\text{F}$ (即图 2 中 C8 取值为  $1.1\text{ }\mu\text{F}$ )。将其依次代入到式(2)~(4)得到故障时间  $T_{fl} = 44.4\text{ ms}$ ,告警时间  $T_{warning} = 22\text{ ms}$ ,总过压保护时间  $T_{OV} = 66.4\text{ ms}$ 。

过流保护时,  $V_{TMR}$  达到  $1.35\text{ V}$  的充电电流一直保持不变,在输出短路保护的情况下取  $V_{CC}$  和  $V_{OUT}$  间的电压差为  $28\text{ V}$ (输入为  $28\text{ V}$ ,输出为  $0\text{ V}$ ),在输出过流保护的情况下取  $V_{CC}$  和  $V_{OUT}$  间的电压差为  $26\text{ V}$ (输入为  $28\text{ V}$ ,输出为  $2\text{ V}$ ),从器件手册中的图表查询得到  $I_{TMR(UP)OC1}$  约为  $102\text{ }\mu\text{A}$ (输出短路时),  $I_{TMR(UP)OC2}$  约为  $96\text{ }\mu\text{A}$ (输出过流时),输出短路保护时总的过流保护时间

$$T_{OC1} = \frac{C_{TMR} \times 1.35\text{ V}}{102\text{ A}} \quad (5)$$

输出过流保护时总的过流保护时间

$$T_{OC2} = \frac{C_{TMR} \times 1.35\text{ V}}{96\text{ A}} \quad (6)$$

将  $C_{TMR} = 1.1\text{ }\mu\text{F}$  代入式(5)和式(6)得到输出短路保护时总的过流保护时间为  $T_{OC1} = 14.6\text{ ms}$ ,其中故障时间  $T_{fl} = 13.5\text{ ms}$ ,告警时间  $T_{warning} = 1.1\text{ ms}$ ;输出过流保护时总的过流保护时间为  $T_{OC2} = 15.5\text{ ms}$ ,其中故障时间  $T_{fl} = 14.4\text{ ms}$ ,告警时间  $T_{warning} = 1.1\text{ ms}$ 。

器件故障结束以后,电容  $C_{TMR}$  以  $2\text{ }\mu\text{A}$  电流对地放电,当 TMR 脚的电压第 32 次下降到  $0.15\text{ V}$  时 LTC4364-2 会自动重启,可以计算出从故障结束到 LTC4364-2 自动重启间的冷却时间为

$$T_{cool} = \frac{63 \times C_{TMR} \times 1.2\text{ V}}{2\text{ A}} = 41.6\text{ s} \quad (7)$$

从上面的计算可以看到:在  $80\text{ V}$  过压浪涌的情况下,电路将在  $66.4\text{ ms}$ (在该时间内输出电压钳位

到  $35\text{ V}$ )后关断其输出;在输出短路的情况下,电路将在  $14.6\text{ ms}$ (在该时间内输出电流限流到  $10\text{ A}$ )后关断其输出,并且都将在  $41.6\text{ s}$  后自动重启(如果输入电压在冷却定时器周期结束时高于设置的输入过压门限  $78.5\text{ V}$ ,则图 2 中器件 V1 将保持关断状态,直到输入过压情况被清除为止)。

4.4 场效应管的选取

在正常工作中,被动功率器件 V1 完全导通,功率耗散非常少,但是在过压或过流故障期间,功率器件 MOSFET(图 2 中的 V1)并没有立即关断,而是在线性区工作较长一段时间(见 4.3 节),MOSFET 器件 V1 在关断前一直处于非完全导通的闭环调整状态,其功耗较大,因此对 MOSFET 器件 V1 的性能提出了较高要求。选择 N 沟道 MOSFET 器件的主要参数如下:导通电阻  $R_{DS(ON)}$ 、最大漏源电压  $V_{(BR)DSS}$ 、漏极连续工作电流  $I_D$ 、漏极脉冲工作电流  $I_{DM}$ 、栅极门限电压  $V_{GS(TH)}$  和安全工作区(Safe Operating Area, SOA)曲线。选取原则是:最大漏源电压  $V_{(BR)DSS}$  必须大于最大输入电压的 2 倍(因为在输出短路或者输入过压情况时,输入电压全都降落在器件 V1 上;在输入短路时,输出端电容保持的电压全都压降在器件 V2 上);器件导通电流最好不要超过它的额定漏极电流值;安全工作区 SOA 曲线必须符合实际的使用环境。

在设计故障时间电容  $C_{TMR}$ (图 2 中的 C8)的取值时,一定要计算出在过压或过流情况下 MOSFET 器件 V1 的功耗,以确保 MOSFET 器件的结温不超过其最大可允许的结温  $T_j$ 。下面分别计算在过压和输出短路情况下, MOSFET 器件 V1 上面所承受的功率情况。在过压时,由于 DC/DC(假设其效率为  $85\%$ )负载为  $50\text{ W}$ ,同时其输入端的电压被钳位到  $35\text{ V}$ ,所以 DC/DC 输入端的电流  $I = (50/0.85)/35 = 1.68\text{ A}$ ,故取  $I$  为  $1.7\text{ A}$ 。此时 V1 承受的最大功耗  $P1 = (80\text{ V} - 35\text{ V}) \times 1.7\text{ A} = 76.5\text{ W}$ ,在输出  $V_{OUT} = 0\text{ V}$  的严重输出短路场合中,由 LTC4364 芯片资料知道,此时 R1 两端的最大压降为  $32\text{ mV}$ ,所以 V1 承受的最大功率耗散  $P2 = 28\text{ V} \times 32\text{ mV}/5\text{ m}\Omega = 179.2\text{ W}$ 。在输出过载或软短路期间,由 LTC4364 芯片资料知道,此时 R1 两端的最大压降为  $55\text{ mV}$ ,所以 V1 承受的最大功率耗散  $P3 = (28\text{ V} - 2\text{ V}) \times 55\text{ mV}/5\text{ m}\Omega = 286\text{ W}$ 。由上述计算结果可见,在输出过载或软短路期间 V1 承受的最大功耗最大,在结构设计时必须将器件 V1 的热量以尽量小的热阻耗散到周围空间。

要保障 MOSFET 器件 V1 的安全性,就必须让

其工作在安全工作区内。由 APL502L 芯片资料知道其主要参数为:漏源电压  $V_{(BR)DSS}$  最大为500 V,在 25℃ 环境条件下,漏极电流  $I_D$  为 58 A,最大耗散功率  $P_D=730\text{ W}$ ,最大耗散功率  $P_D$  随温升的降额因子为 5.84 W/℃,所以在 80℃ 高温环境下最大耗散功率为 408.8 W(仍然大于最恶劣情况下软短路期间的 286 W 功率)。在权衡了漏源电压、漏极电流、最大耗散功率及 SOA 曲线 的情况下,本设计选择 V1 的型号为 APL502L,其 SOA 曲线如图 3 所示,可见其完全能够承受 80 V/50 ms 的过压浪涌和过流调整下的功耗。由于后级 MOSFET 器件 V2 只提供反接保护的功能,故可选择 V2 的型号为 IRFS4010,其导通电阻  $R_{DS(ON)}$ 、最大漏源电压  $V_{(BR)DSS}$ 、漏极连续工作电流  $I_D$  均可满足本设计的要求。

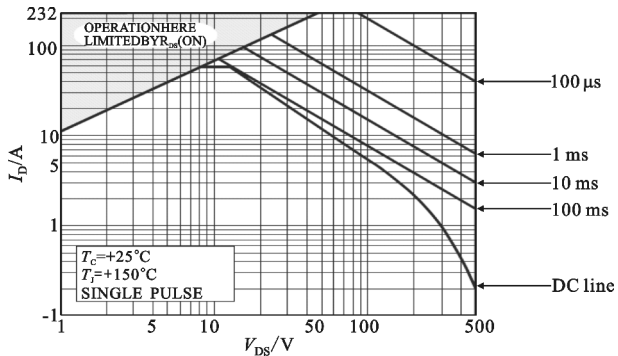


图 3 APL502L 安全工作区  
Fig. 3 Safe operating area of APL502L

4.5 限制浪涌电流的电容值选取

由于可以通过控制 LTC4364 的 HGATE 引脚电压转换速率来限制至任何负载电容的浪涌电流。可以根据实际的需要来选择 F1 的 HGATE 引脚和地之间连接的外部电容  $C_{HG}$  (图 2 中 C1) 的电容量大小,其计算公式为

$$C_{HG} = (I_{hgate(up)} \times C_L) / I_{inrush} \quad (8)$$

从器件资料上查到  $I_{hgate(up)} = 19\text{ }\mu\text{A}$ ,同时取  $C_L = 150\text{ }\mu\text{F}$ 、 $I_{inrush} = 4\text{ A}$ 代入式(8)得到  $C_{HG} = 0.7\text{ nF}$ 。所以通常情况下取  $C_{HG} = 10\text{ nF}$ ,即可满足绝大多数情况下的对浪涌电流的限制要求,故取图 2 中的 C1 = 10 nF, C2 = 150  $\mu\text{F}$ 。

4.6 储能电容电容值的选取

在 28 V 电源输入情况下,输入电压通过电阻 R7 给储能电容 C7 充电到 28 V。当输入电压中断时,电容 C7 通过 V6 给后级 DC/DC 电路放电(因为器件 V2 有防反接的功能)。本设计中后级 DC/DC 电路的额定负载为 5 V/10 A,假设 DC/DC 效率为 85%,现计算储能电容 C7 电容量的大小。

根据能量守恒公式:

$$P \times T = 1/2 \times C (U_1^2 - U_2^2) \quad (9)$$

式中:  $T$  为输入电源掉电时储能电容放电时间,取 50 ms;  $U_1$  取正常工作电压 27 V;  $U_2$  取最低工作电压 9.7 V。计算可得  $C$  为 9 265.6  $\mu\text{F}$ ,考虑到设计余量,故取  $C7 = 12\text{ }000\text{ }\mu\text{F}$ 。

5 仿真分析

由于在 80 V/50 ms 过压浪涌期间和输出短路保护期间(图 2 中器件 V1 关断前),器件 V1 处于非完全导通的调整状态,它上面消耗的功率较大。为了验证前面电路计算分析时关键参数设计的正确性,同时为了在做实验电路时不至于损坏后端电路元器件,按照图 2 的电路图用凌特公司的仿真软件 LTspice IV 对该电路进行过压保护和输出短路保护的仿真分析,由于篇幅有限,在此不再列出各种保护情况下的仿真波形图,只以表格的形式列出仿真结果,并同前面的理论计算值进行比较。其计算值和仿真值对比表如表 1 所示。

表 1 计算值和仿真值对比表  
Tab. 1 Comparison between calculated value and simulated value

| 测试项目                                             | 计算值  | 仿真值  |
|--------------------------------------------------|------|------|
| 过压保护期间保护电路输出电压 $V_{OUT}/\text{V}$                | 35.0 | 35.4 |
| 过压保护关断前输出电压钳位时间 $T_{OV}/\text{ms}$               | 66.4 | 78.0 |
| 输出短路保护关断前调整时间 $T_{OCL}/\text{ms}$                | 14.6 | 15.0 |
| 输出过流保护关断前调整时间(输出电压为 2 V 及以下) $T_{OC2}/\text{ms}$ | 15.5 | 16.0 |
| 过压或过流故障消除后,电路自动恢复时间 $T_{COOL}/\text{s}$          | 41.6 | 42.0 |

从表 1 的对比结果可见,除过压保护关断前输出电压钳位时间的计算值和仿真值差异稍大外(因为器件资料中的  $I_{TMR(UP)OV}$  曲线是在  $V_{OUT} = 5\text{ V}$  的测试条件下给出的,而本方案中的  $V_{OUT} = 28\text{ V}$ ,从而带来了差异),其他各项的计算值和仿真值都非常接近。由于过压保护、过流保护的启动时间只有几十毫秒,而电路自动恢复时间长达 42 s,这就有利于图 2 中器件 V1 有充分的时间进行散热,从而提高了器件 V1 的可靠性。

6 实验验证

在前面的电路原理和仿真分析的基础上,做出了硬件实验电路,其外形如图 4 所示。图 4 中包含了图 2 的保护电路中除 C2 和 C7 之外的所有器件。

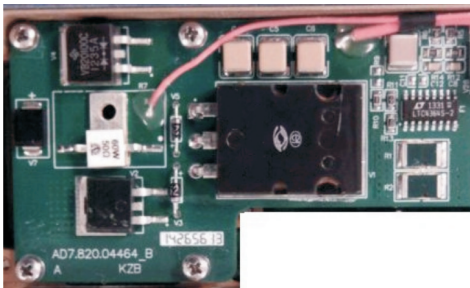


图 4 保护电路实物图  
Fig.4 Photo of the protective circuit

对其进行了实际测试,实验结果如表 2 所示。从测试结果可以看到,该设计方案完全达到了设计目标。由于篇幅有限,只列出了过压浪涌测试时保护电路输入、输出电压波形(其他各种保护情况下的实验测试波形图在此不再列出),如图 5 所示,可见在 80 V/50 ms 输入电源过压浪涌期间,其输出电压被稳定地钳位到 35 V 后输出,从而有效保护了后级电路的安全。

表 2 实验验证测试结果

Tab.2 Test result for experimental verification

| 测试项目               | 测试结果                                                              |
|--------------------|-------------------------------------------------------------------|
| 输入电源正负极性反接         | 设备无损坏                                                             |
| 80 V/50 ms 过压浪涌测试  | 过压浪涌期间,DC/DC 电路输入端电压被钳位到 35 V,DC/DC 电路输出的 5 V 电压保持稳定输出            |
| 8 V/50 ms 欠压浪涌测试   | 欠压浪涌期间,DC/DC 电路输入端电压从 28 V 逐渐下降到了 15 V,DC/DC 电路输出的 5 V 电压保持稳定输出   |
| 0 V/50 ms 输入电源中断测试 | 输入电源中断期间,DC/DC 电路输入端电压从 28 V 逐渐下降到了 15 V,DC/DC 电路输出的 5 V 电压保持稳定输出 |
| 输入浪涌电流抑制功能         | 上电时电源输入端瞬态电流为 8 A                                                 |
| 具有过流保护功能           | 输出端对地短路时,保护电路无输出电压,设备无损坏                                          |

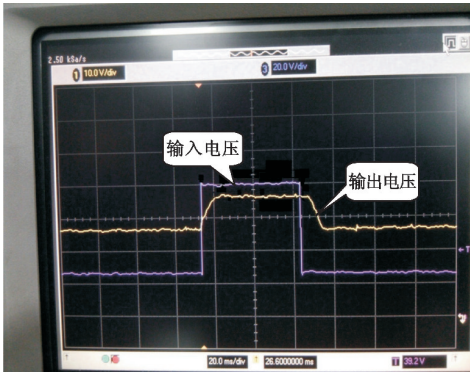


图 5 过压浪涌测试时保护电路输入、输出电压波形  
Fig.5 Input and output voltage waveforms of the protective circuit during overvoltage surge test

7 结 论

本文提出的直流电源输入端保护电路具有设计简单、直流电压压降小、保护功能全面、成本低、体积小的特点。经过实验验证,该电路可以有效防止输入电压极性反接导致设备损坏,抑制输入端的瞬态电压尖峰和浪涌电压,限制开机浪涌电流,钳位其输出电压到后级电路的安全工作电源电压范围内。该方案在工程实践中具有较好的应用价值,目前已在多个机载平台项目中成功应用。

参考文献:

[1] 袁旭猛,郭晓义.一种新型无人机机载电源浪涌保护器的设计[J].计算机测量与控制,2011,19(6):1487-1488,1501.  
YUAN Xumeng, GUO Xiaoyi. Research on a new kind of DCDC power surge protective device in unmanned aerial vehicle[J]. Computer Measurement & Control, 2011, 19 (6):1487-1488,1501. (in Chinese)

[2] 曹海港,肖岚.一种新颖的航空直流电源抗浪涌电路[J].电力电子技术,2010,44(4):61-62,65.  
CAO Haigang, XIAO Lan. A novel surge suppression circuit for avionics DC power supply[J]. Power Electronics, 2010, 44(4):61-62,65. (in Chinese)

[3] 军魁.开关电源的冲击电流控制方法[J].电源世界,2004(10):44-48,40.  
JUN Kui. Impulse current control method of switching power supply [J]. The World of Power Supply, 2004 (10):44-48,40. (in Chinese)

[4] 王浩.通信系统电路单板电源缓启动的设计[J].应用科技,2011,38(3):38-41.  
WANG Hao. The slow start of power supply in the circuit board of the communication system[J]. Applied Science and Technology, 2011, 38(3):38-41. (in Chinese)

[5] 戴钱坤,谢君甫,邹晓渔.一种新型机载防浪涌电压保护电路设计[J].电子技术应用,2011,37(11):58-60.  
DAI Qiankun, XIE Junfu, ZOU Xiaoyu. A novel design of airborne preventing surge voltage protective circuit [J]. Application of Electronic Technique, 2011, 37(11):58-60. (in Chinese)

作者简介:



曾凡东(1974—),男,重庆忠县人,1997 年于西安电子科技大学获学士学位,现为工程师,主要从事机载通信电源和电磁兼容方面的研究。

ZENG Fandong was born in Zhongxian, Chongqing, in 1974. He received the B. S. degree from Xidian University in 1997. He is now an engineer. His research concerns airborne communication power supply and EMC.

Email:tiger876@sina.com