

一种大功率低纹波车载设备集中供电系统的设计

徐永海¹,雷亚军²,金玉珍¹

(浙江理工大学机械与自动控制学院,杭州 310018;2.中石油云南石化有限公司生产一部,昆明 650300)

摘要:针对汽车用电设备对供电电源的高要求,设计了一种24 V转5 V低纹波大功率供电系统。该系统采用集中式供电,可直接供多个车载设备同时工作。提出了以LM5005芯片为核心的降压电路设计方法,分析了各主要器件的特性,推导了部分器件的计算方法,针对功率、纹波、抗干扰等关键指标对主要电路参数进行了设计分析,并进行了多组测试。测试结果表明,该电源系统可提供平均15 W的负载功率,并且纹波控制在100 mV以下,能够满足目前大部分车载设备的供电要求,且运行稳定,噪声较低,具有较好的可维护性。该电源系统解决了传统车载设备供电方式中存在的独立降压模块多、输出电源纹波较大、电源转换效率不高、多干扰源未分类处理等问题。

关键词:电源纹波;集中式供电;车载;抗干扰

中图分类号: U 463.63+2 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-3851(2016)04-0577-08 **引用页码:** 070502

0 引言

随着汽车工业的发展,大量电子新技术运用到车载领域,车载设备越来越多,并且对电源精细化要求也越来越高。由于车辆系统标准电压一般为24 V或者12 V,而车辆上的各电子设备的供电电压常使用的是5 V供电。传统车载设备的供电方式一般采用独立的内置或外置电源适配器来做电源转换,采用的多为线性电源转换方式,其输出功率较低,带负载能力弱,少数采用DC-DC开关电源转换方式,但其输出电源纹波普遍较大。在抗干扰方面,采用24 V供电的车辆发动机一般为柴油动力,在车辆点火瞬间会产生较大浪涌脉冲并耦合到输出电源中,并且在输出电源中常伴有大量的噪声干扰,包括高频噪声和低频噪声^[1]。由于传统车载稳压系统中并未进行相关研究和设计,导致干扰源流入到电源变换模块和负载中,长期使用会降低电源变换模块寿命并造成负载损坏。

本文在传统车载设备独立供电模块的基础上,对带负载能力进行了改进,将输出功率提高到15 W,可同时满足多个设备同时供电使用,并且对传统车载开关电源输出电源纹波进行分析和计算,将纹波降低到100 mV以内,同时在稳定性方面加入了抗干扰设计,对车辆自身产生的高能量脉冲和宽频噪声进行吸收和滤除,使得整个系统更加稳定可靠。

1 整体设计及分析

1.1 前端滤波电路设计及分析

汽车发动机在运行以后会断开蓄电池供电,改由发电机直接向汽车的电力线供电,此时会出现瞬间浪涌脉冲,这种现象一般被称为抛负载,其对于汽车电子设备极具危害性^[1]。24 V供电系统在抛负载情况下,会在系统自身24 V基础上叠加一个最高176 V,持续时间400 ms,内阻最小为0.5 Ω 的瞬间脉冲,如果不及时处理,流入到负载设备中很容易造成芯片损坏或逻辑混乱,脉冲波形如图1所示。

收稿日期:2015-08-24

基金项目:国家自然科学基金项目(51576180)

作者简介:徐永海(1989-),男,安徽六安人,硕士研究生,主要从事汽车电源及EMC方面的研究。

通信作者:金玉珍,E-mail:yzjin@zstu.edu.cn

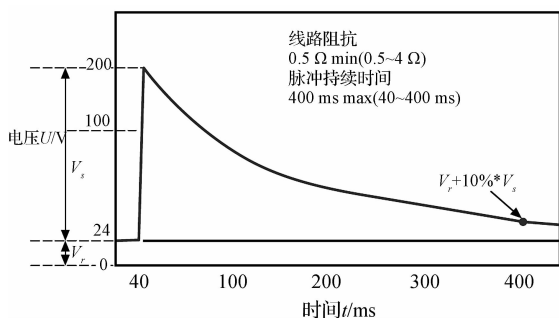


图1 浪涌脉冲波形

注: V_r 为 24 V 基础电压, V_s 为所叠加的浪涌电压。

瞬变电压抑制二极管 (transient voltage suppressor, TVS) 是一种单向保护元器件, 当 TVS 管两端经受逆向瞬时的高能量脉冲冲击时, 它能使阻抗迅速降低, 将大电压转化为大电流的形式吸收, 从而将其极间电压箝位至预定的电压值以内^[2]。因此在前端电路设计中可以使用 TVS 管将车辆点火瞬间产生的高能量脉冲在极短时间以内吸收, 并将浪涌电压箝位至电源芯片最大输入电压值以内。

目前国内外的汽车发电机一般是由三相同步交流发电机和硅整流器两大部分组成, 发电机定子绕组所感应出的三相交流电, 要靠硅二极管组成的整流器变为直流电。由于发电机整流器为非线性设备, 工作时会在产生大量的噪声干扰^[3], 包括 1~10 MHz 的高频噪声和 0.8~1.2 kHz 的低频噪声, 一般采用并联电容的方式进行滤除, 噪声频率不同, 滤波电容也不相同。

对于实际使用的电容, 还存在等效串联电阻 (equivalent series resistance, ESR) 和等效串联电感 (equivalent series inductance, ESI/ESL), 其等效电路如图 2 所示。

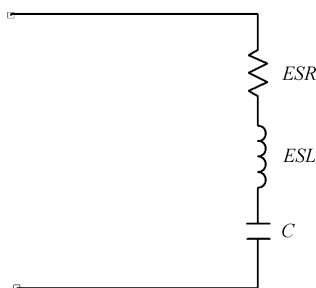


图2 电容等效电路

电容复阻抗可表示为:

$$Z = ESR + j2\pi f ESL + \frac{1}{j2\pi f C} = ESR + j\left(2\pi f ESL - \frac{1}{2\pi f C}\right) \quad (1)$$

其中 f 为工作频率。

由式(1)可得出:

当 f 很小时, $2\pi f ESL \ll \frac{1}{2\pi f C}$, 此时电容呈容性;

当 f 很大时, $2\pi f ESL > \frac{1}{2\pi f C}$, 此时电容呈感性;

$$\text{当 } f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{ESL * C}} \text{ 时, } 2\pi f ESL = \frac{1}{2\pi f C},$$

容性阻抗与感性阻抗相互抵消, 总阻抗最小, 此时电容表现为纯阻性, 该频率点为电容的自谐振频率点。高于或低于谐振频率点, 电容的滤波性能都将下降。

电容滤波效应主要利用了电容的通交流、阻直流原理, 当噪声信号的频率与电容的自谐振频率接近时, 噪声信号越容易被电容滤除掉。

如图 3 所示, 前端滤波电路包括滤波电容、扼流线圈、TVS 管, 可以抑制噪声干扰和瞬间脉冲。

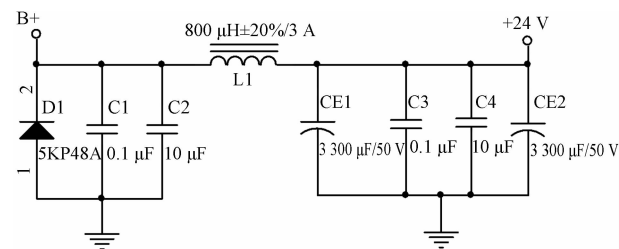


图3 前端滤波电路

注: B+ 为车辆蓄电池或发电机输出电源。

1.1.1 扼流线圈的设计要求

扼流线圈可以滤除直流中夹杂的交流成分, 以及防止电流突变, 因此在前端电路中串联扼流线圈既阻挡车辆自身电源中的交流成分, 又可以使进入电源芯片的电流变得平滑。

由于整个供电系统全部电流都需要从线圈上通过, 因此扼流线圈首先应满足电流传输能力, 即线圈所使用的绕线线径和材料应满足电流传输峰值的要求。由于普通铁氧体粉末磁芯磁导体会随着频率升高而陡峭下降, 因此本设计中磁环选用磁导特性较好的非晶态材料^[4]。

1.1.2 滤波电容的计算分析

由上文分析可知, 电容的自谐振频率值和它的电容值及 ESL 有关, 而电容的 ESL 和制造工艺和封装尺寸均有关系。表 1 中列出的为不同封装陶瓷电容的 ESL 和 ESR 值。表 2 列出了不同容量电容的自谐振频率。

表 1 不同封装尺寸陶瓷电容的 ESL 和 ESR

封装	ESL/nH	ESR/Ω
0402	0.39	0.058
0603	0.48	0.080
0805	0.59	0.100
1206	0.99	0.150

注:封装尺寸的前两位为贴片陶瓷的长度,后两位为宽度和高度。

表 2 不同容量电容的自谐振频率

电容值 C/nF	自谐振频率 f/MHz	
	插件式	表贴式(0805)
1000.0	2.5	5
100.0	8.0	16
10.0	25.0	50
1.0	80.0	160
0.1	250.0	500

注:0805 指表贴式封装的封装尺寸。

由表 2 可知电容容值与其自谐振频率成反比关系,即大容值电容自谐振频率较小,可用于滤除低频

噪声;小容值电容自谐振频率较大,可用于滤除高频噪声。因此通常使用大电容并联小电容来实现对输入电压的宽频滤波。由表 1 可知同一容值的电容不同封装尺寸的 ESL 和 ESR 各不相同,封装尺寸越小 ESL 和 ESR 越小,由于电压纹波与电流纹波存在 ESR 倍的关系,即:

$$U_{\text{ripple}} = I_{\text{ripple}} * ESR \quad (2)$$

其中: U_{ripple} 表示电压纹波, I_{ripple} 表示电流纹波。

因此电容的 ESR 越小越好,但是电容封装越小耐压值会相对越小,因此综合考虑选择电容封装。

1.2 降压变换电路

汽车自身的电源来自发动机带动发电机产生,供电能力有限,因此需要优先考虑电源的转换效率,目前开关电源是公认转换效率最高的电源^[5]。

在汽车上如果开关电源的开关频率设置不当,很容易干扰到其他射频设备工作,表 3 列出了目前汽车上常见的射频设备所使用的频段。

表 3 一般车载射频设备所使用的频段

设备	FM	AM	GPS/BD	Buletooth	GSM
频段/MHz	87~108	0.535~1.606	1565~1585(GPS L1)	24000.0~2483.5	885~954 1710~1820

注:以上所列部分频段为整个频段,未列出频段内频点划分。

由表 3 可知除 AM 收音机外其他设备所处频段均远高于开关电源频段,因此本设计中只考虑对 AM 调幅收音机的干扰。理论上开关电源的开关频率离收音频段越远越好,并且开关频率越小对 AM 影响越小,但是开关频率越小,电源转换效率越低,纹波也会越大。根据傅里叶变换可知,一般干扰性周期信号其基波及其奇次谐波均会产生干扰,因此

对于开关频率的选择需要综合功率电感参数得出。

本设计中电源芯片为 LM5005,开关频率在 50~500 kHz 范围内可调整,内部集成了一个带负载能力为 4 A 的开关管,通过此开关管可得到 90% 的高转换效率^[6]。

降压变换电路主要由电源芯片、续流二极管、功率电感、自举电路等组成,简化电路如图 4 所示。

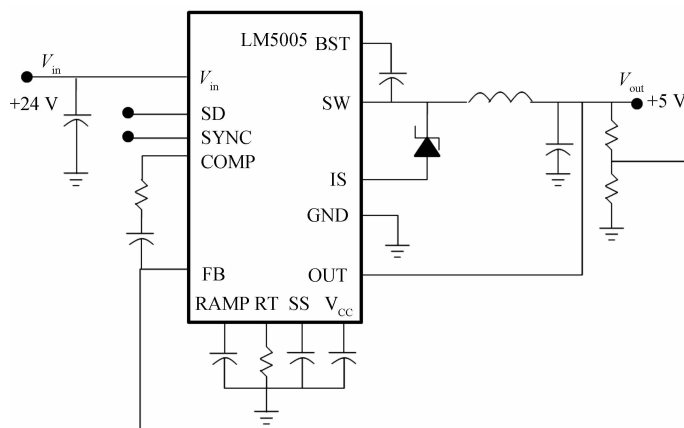


图 4 降压变换电路简化示意

注: V_{in} 为电源输入; V_{out} 为电源输出。

在图 4 中,当内部开关管打开时 V_{in} 通过功率电感直接输出,此时功率电感上产生的为正向电压;当

内部开关管关闭时, V_{in} 与 V_{out} 断开,此时功率电感上存储的电磁能和电容上存储的电能通过续流二极管

重新组成了续流回路,维持 V_{out} 的输出。电路内部通过 PWM 来维持开关管稳定的开关频率,通过改变开

关管的打开和关闭时间间隔来保持 V_{out} 不变,从而得到稳定的 5 V 输出。降压电路如图 5 所示。

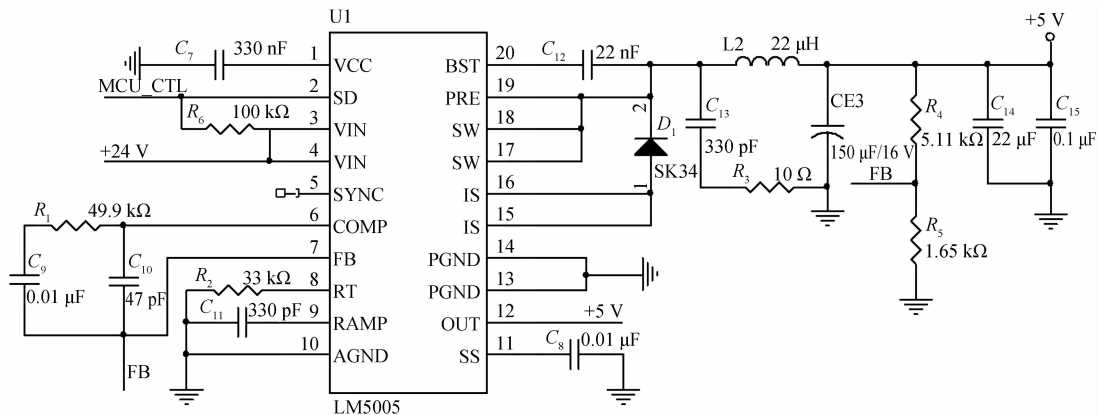


图5 降压变换电路

1.2.1 电源输出功率及纹波设计分析

纹波是由于直流稳压电源的电压波动而造成的一种现象,一般是由电源经整流稳压等环节而形成的,主要会影响到芯片工作的稳定性和信号的传输质量。

在开关电源电路设计中,开关频率和输出纹波与功率电感的选取有很大关系。功率电感的感值与纹波电流成反比例关系,即感值越大,电流纹波就越小^[7]。以下是功率电感感值的计算方法。

输入输出占空比计算:

$$H = \left(\frac{V_{out}}{V_{in}} \right) \quad (3)$$

当开关管打开时,功率电感上所产生的压差:

$$V = |V_{out} - V_{in}| \quad (4)$$

$$dt = \left(\frac{H}{f} \right) \quad (5)$$

在单位周期内,功率电感上的电流波动和两端电压存在如下关系^[8]:

$$V = \left(L * \left(\frac{di}{dt} \right) \right) \quad (6)$$

根据式(3)一式(6)得出功率电感计算公式:

$$L = \frac{V}{(di/dt)} = |V_{out} - V_{in}| * \frac{dt}{di} = |V_{out} - V_{in}| * \left(\frac{1}{f} \right) * \left(\frac{V_{out}}{V_{in}} \right) * \frac{1}{I_{ripple}} \quad (7)$$

其中: V_{in} 表示输入电压; V_{out} 表示输出电压; f 表示开关频率; L 表示功率电感感值; I_{ripple} 表示输出电流纹波。

由式(1)、式(2)可知, $I_{ripple} = \frac{U_{ripple}}{ESR}$, 又由电解电容 CE3 的 ESR 为 0.159Ω , 可算出 $I_{ripple} = U_{ripple} * 6.29A$ 。

将输入电压 $V_{in} = 24V$, 输出电压 $V_{out} = 5V$, $I_{ripple} = U_{ripple} * 6.29A$ 代入式(7)中可得:

$$L = \frac{0.629}{f * U_{ripple}} \quad (8)$$

由式(8)可知, L 、 f 和纹波成反比例关系, 根据上文中对开关频率干扰特性以及 PCB 设计的综合考虑, 选择开关频率为 300 kHz, 纹波在 100 mV 以内。根据式(8)计算出 L 值约为 $20.9\mu H$, 可选用标称值为 $22\mu H$ 的功率电感。

开关电源的输出功率主要由开关管输出电流能力决定, 在设计时需要保证在电流通路上的输出电流能力与开关管输出电流能力相匹配。LM5005 的开关管最大输出电流为 4.25 A, 实际设计中峰值电流设定在 3 A, 即输出功率为:

$$P_{out} = V_{out} * I_{out} = 5 * 3 = 15W \quad (9)$$

对于输出端的功率电感, 按照图 6 电感电流波动范围与电流纹波关系, 功率电感的电流传输能力应大于 I_{peak+} 值, 即:

$$I = I_{out} + I_{ripple}/2 = I_{out} + \frac{U_{ripple} * 6.29}{2} = 3.00 + 0.31 = 3.31A \quad (10)$$

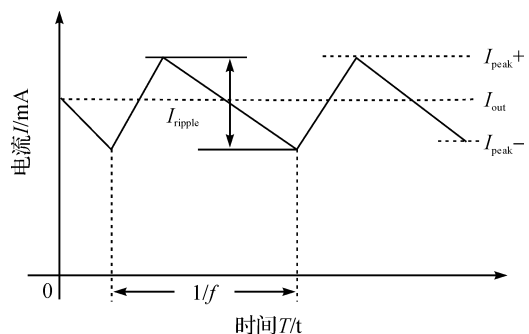


图6 电感电流与输出纹波电流关系

注: I_{ripple} 为电流纹波, I_{peak+} 和 I_{peak-} 为电感电流波动范围, I_{out} 为输出电流。

输入端为 24 V, 假设转换效率为 90%, 输入端通路上的扼流线圈的输出电流能力需要满足如下要求:

$$P_{in} = P_{out} / 0.9 = 15 / 0.9 = 16.67 \text{ W} \quad (11)$$

$$P_{in} = V_{in} \times I_{in} \quad (12)$$

其中: P_{in} 、 P_{out} 为输入输出功率, I_{in} 、 I_{out} 为输入输出电流, V_{in} 、 V_{out} 为输入输出电压。将 $V_{in} = 24 \text{ V}$ 带入式(12)可算出 I_{in} 为 0.7 A, 因此扼流线圈的电流输出能力至少为 0.7 A, 可满足输出功率为 15 W。

1.2.2 续流回路设计

内部开关管处于高频工作状态, 因此二极管导通截止时间必须要尽可能的小, 需要使用反应速度较快的钳位二极管续流。在本设计中选择使用肖特基二极管, 在选取时反向耐压需要留有一定裕量, 一般为 $1.5 \times V_{in(max)}$ 。

1.2.3 自动欠压锁定模式设计

当 $SD < 0.7 \text{ V}$ 时可使电源芯片进入欠压锁定模式;

当 $0.7 \text{ V} \leq SD < 1.225 \text{ V}$ 时可使电源芯片进入休眠模式;

当 $SD \geq 1.225 \text{ V}$ 时电路进入正常工作模式。

因此有如下关系式:

$$R_2 = 1.225 \times \left(\frac{R_1}{V_{in(min)} + (5 \times 10^{-6} \times R_1) - 1.225} \right) \quad (13)$$

其中: $V_{in(min)}$ 为最小输入电压, 即当系统小于此电压值时系统会进入欠压锁定模式。本设计中将 $V_{in(min)}$ 设置为 18 V, R_1 的范围一般为 10 ~ 100 k Ω 之间, R_2 的范围在 1 ~ 10 k Ω 之间, 在设计时需要考虑使用标称电阻阻值。

1.3 工作模式切换

通过电路外接单片 IO 口可直接对电源模块的工作模式进行切换。当 IO 口置高电位时, 降压变换模块正常工作, 当 IO 口置低电位时, 可使得模块进入休眠模式, 可延长降压模块使用寿命^[9], 此时的静态电流仅为 5 μA , 与传统分布式降压供电相比, 极大的节省了蓄电池电量。工作模式切换电路如图 7 所示。

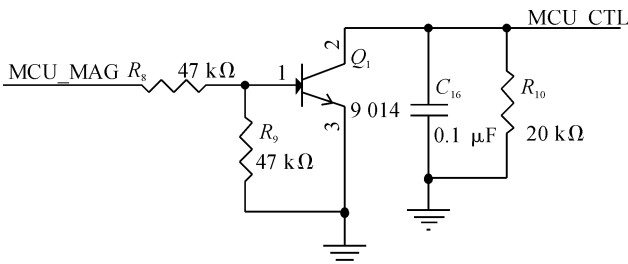


图7 工作模式切换电路

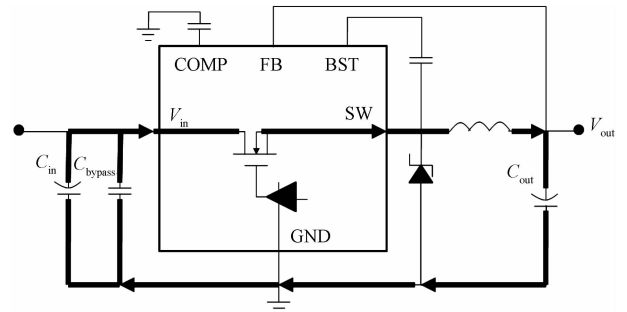
2 PCB 设计

2.1 布局设计

在开关电源设计中 PCB 的设计也同样重要, 尤其是交流回路的布局, 会直接影响到输出电源纹波的高低以及带负载能力(输出功率大小)。

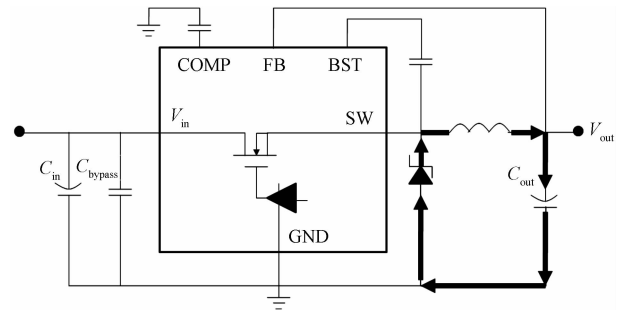
2.1.1 交流回路设计

图 8 为电流回路, 其中图 8(a) 为开关管导通所形成的电流回路, 图 8(b) 为开关管关断所形成的电流回路, 图 9 为交流回路。



(a) 开关管导通电流回路

注: C_{in} 为输入回路电容, C_{bypass} 为输入旁路电容, C_{out} 为输出回路电容。



(b) 开关管关断电流回路

图8 电流回路

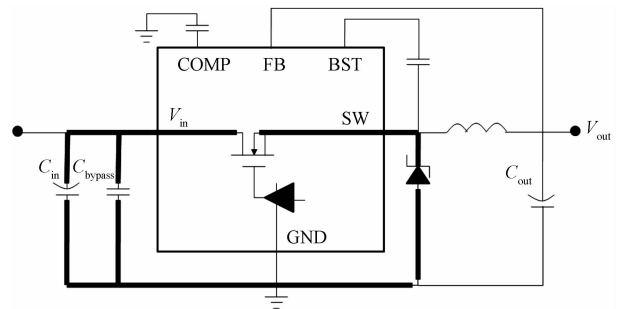
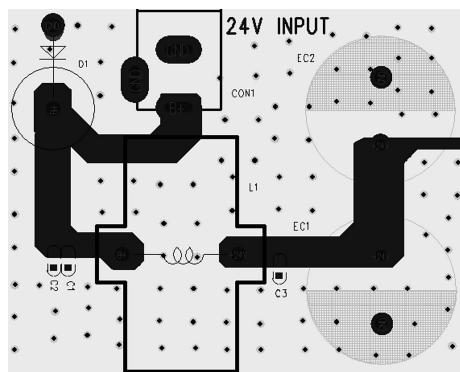


图9 交流回路

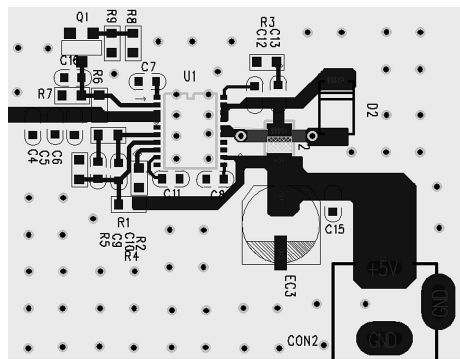
图9黑框中所标注的部分是图8(a)开关管导通电流回路与图8(b)关断电流回路之差,这个电流回路之差来自开关管导通转换。在开关管转换期间,电流的突变就发生在这差异部分中,因此称其为交流回路,也称为反馈回路^[10]。反馈回路一般可由系统传输函数来标定,即输出值除以输入值,它由增益、相位裕量和带宽3个因素组成,高的相位裕量能阻尼振荡并缩短瞬态调节时间,宽的带宽可允许电源系统快速响应线性和负载的突变,而高的增益可以保证良好的线性和负载调节率^[11]。在实际应用中,这3个因素均与反馈回路长短有关,当反馈回路越短时,相位裕量越高,带宽越宽,并且增益也越高。因此在布局时反馈回路需要尽可能短,并且覆铜时在回路路径上尽可能多加地孔。

2.1.2 低串扰布局设计

由于开关管开关频率较高,在开关管开启和关闭瞬间会在接地引脚上产生小而陡峭的电流变化,这会导致接地回流,导致转换电路工作不稳定,因此接地引脚需要尽可能的短,同时输入旁路电容要尽可能的靠近芯片,以减少因回流震荡而导致的串扰。整体PCB布局如图10所示。



(a) 前端滤波电路布局



(b) 后端降压电路布局

图10 整体PCB布局

2.2 布线设计

在布线过程中需要注意的是输入和输出的走线线宽,对于28.35g铜箔厚度的PCB板,输入输出走线为0.813mm即可满足4A电流传输要求。添加过孔会导致寄生电容和寄生电感的产生,并且由于开关频率较高,易形成天线效应,因此在交流回路中应尽可能少的添加过孔。

3 实验

为验证上述分析及设计的正确性,在输入24V电源中耦合了高频脉冲,并使用示波器和指针式电流表对设计的电源系统进行了纹波及带负载测量。图11—图15为对降压模块测试得到的波形,图16为输入输出功率测量。

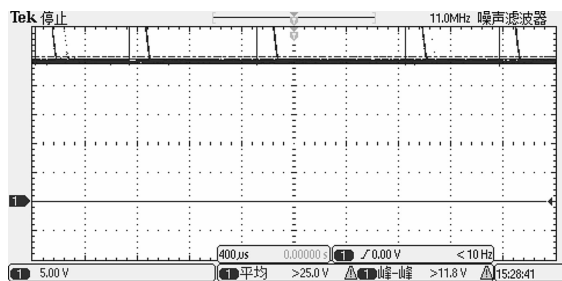


图11 输入电压波形

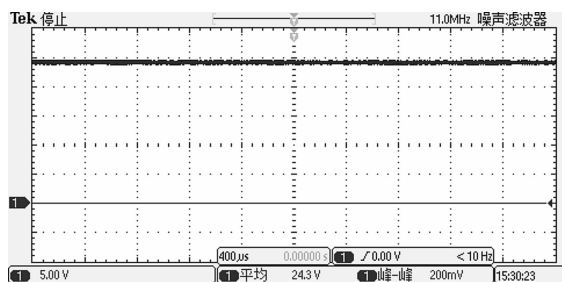


图12 经滤波处理后的电压波形

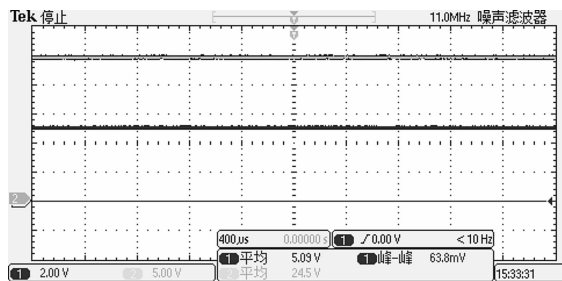


图13 经过前端滤波处理输入输出电压波形

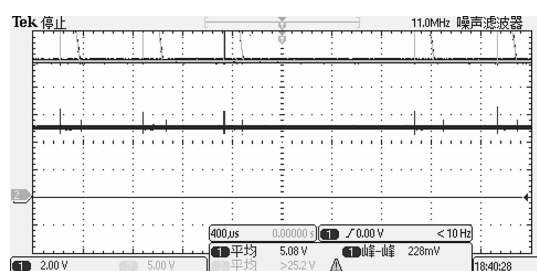


图14 未经过前端滤波处理输入输出的电压波形

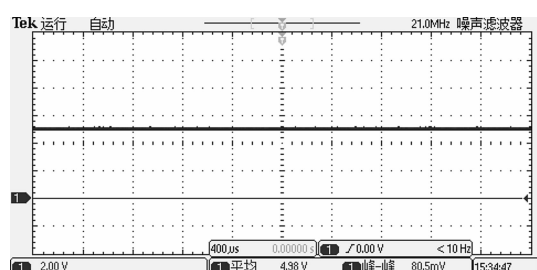


图15 带负载时的输出电压波形

图11所示为模拟耦合了高频脉冲的24 V电源,即电源系统的输入电源;图12所示为经过前端滤波处理后的电源,从波形来看此时的24 V电源已基本稳定;图13所示为不带负载的情况下经过前端滤波处理后输入输出电压波形,此时电源系统输出为5.09 V,纹波的峰峰值为63.8 mV;图14作为对比参考波形,是未经过前端滤波处理的输入输出电压波形,从波形中可以看出输出5 V中带有干扰毛刺,并且此时纹波也较大,因此可以说明前端抗干扰设计有一定效果;图15所示为负载功率达到15 W时的输出电压波形,对比图13可看出此时电压略有降低,纹波略有提高,但输出电压基本稳定在5 V,纹波也处在100 mV以下。

对于输出电压恒定的电源其输出功率的测量方式可转换为测量其输出电流,将测量得到的电流值带入式(9)即可算出输出功率。图16使用的是指针式电流表,输出电流的测量范围为0~5 A。由图16可看出,输出电流为3.2 A,输入电流为0.75 A,因此可算出转换效率为88.5%。

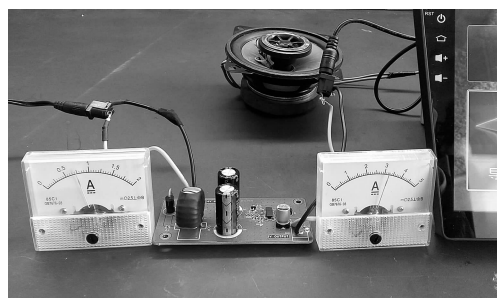


图16 输入输出功率测量

由以上分析可得出,输入含有高频脉冲及噪声干扰的24 V电源,经过前端滤波电路及降压转换电路之后,可输出纹波在100 mV以内的5 V直流电源,电压精度在2%范围内,相较传统车载设备供电系统5%以上电压精度有了较大提升,保证了精密型车载设备供电的稳定性和可靠性;供电系统有效输出功率可达15 W以上,相较传统单一模块2~5 W左右的供电需求,可实现多设备集中式供电;此外,在输入含有周期性高能量脉冲的情况下,输出电源中并未发现有脉冲耦合输出,该供电系统从根本上解决了传统车载电源模块抗干扰性差的缺点。

4 结 语

通过对车载设备集中供电系统的输出功率、纹波及抗干扰影响因素的分析,设计了基于LM5005的大功率低纹波供电系统,噪声干扰及纹波得到有效抑制,可承受高达15 W负载功率,同时支持多个车载设备同时工作,有效降低车辆在蓄电池供电状态下的电源损耗,同时也延长供电系统的自身寿命。该系统满足实际车载设备运行要求。

参考文献:

- [1] 唐含涵,谭廷庆,周亚梭. 针对车载24V系统抛负载瞬态现象的过压保护电路设计[J]. 汽车技术, 2014(12): 40-44.
- [2] 杨博,刘庆飞,闫冬,等. 瞬态抑制二极管在车辆仪表中的应用[J]. 长春工业大学学报(自然科学版), 2013, 34(2): 149-150.
- [3] 蔡恒,董小闵,李旭,等. 汽车发电机电磁干扰形成机理及测试技术研究[J]. 汽车工程学报, 2011, 6(2): 94-95.
- [4] 郭海涛,周军,杨宏伟. 尖脉冲干扰滤波器设计的关键问题[J]. 电力自动化设备, 2010, 30(9): 93-94.
- [5] 刘亦珩. 通信用高频开关电源整流模块效率分析[J]. 电信技术, 2010, 12(9): 40-41.
- [6] 王富强. 一种新型降压式同步整流开关电源设计[J]. 电子科技, 2015, 28(1): 20-23.
- [7] 成毅,虞先国,范磊磊,等. 小功率开关电源CLC纹波抑制电路特性分析[J]. 电源技术, 2011, 35(9): 1128-1129.
- [8] 杨建新. 大功率开关电源的电感参数设计[J]. 科技创新与应用, 2012, 34(20): 79-80.
- [9] 李演明,来新泉,袁冰,等. 一种DC-DC开关电源片上软启动电路[J]. 半导体学报, 2008, 29(6): 1210-1212.
- [10] JON W. Layout Guide: improve automotive power supply performance and decrease electromagnetic radiation[J]. Electronic Engineering & Product World, 2012, 100(9):

47-48.

能开关电源设计[J]. 江苏大学学报(自然科学版), 2008, 29(3): 236-239.

[11] 成立, 王振宇, 祝俊, 等. 基于有源闭环控制技术的高性

Design of High-power and Low-ripple Centralized Power Supply System for Vehicle-mounted Equipment

XU Yonghai¹, LEI Yajun², JIN Yuzhen¹

(1. Faculty of Mechanical Engineering & Automation, Zhejiang Sci-Tech University, Hangzhou 310018, China; 2. The First Production Department of Petro China Yunnan Petrochemical CO., Ltd., Kunming 650300, China)

Abstract: In consideration of vehicle-mounted equipments for the power supply system, a high-power and low-ripple power supply system with 24-volt changing to 5-volt is designed in this paper. It adopted centralized power supply which can provide power to several modules directly. A reduced voltage circuit which takes LM5005 chip as the core module was proposed. The characteristics of main parts of the circuit were analyzed. According to the key indexes of power, ripple wave and anti-jamming, the main circuit parameters were designed. Besides, multiple groups of tests were done. The results show that the power system can provide 15W load power on the average, and ripple wave is controlled below 100 mV, which can meet power supply requirement of most vehicle-mounted devices. And the power system operates stably, with low noise. Besides, it has good maintainability. The power system solves the problems of traditional power supply mode of vehicle-mounted equipment, such as too many independent voltage modules, large ripple wave of output power, low power supply conversion efficiency and non-classification treatment of multiple interferences.

Key words: power ripple; centralized power supply; vehicle-mounted equipment; anti-jamming;

(责任编辑: 陈和榜)