

基于 LT8705 的高性能 buck-boost 模块电源的研制

李孝揆, 方少乾

(中煤科工集团重庆研究院, 重庆 400700)

摘要: 以 Linear 公司的 LT8705 为控制核心, 针对宽范围直流输入、稳压输出用电设备的供电要求, 研制了一款高性能的同步整流 buck-boost 模块电源。该模块电源集成了 DC-DC 单元、驱动电路单元、电压及电流环路工作状态反馈单元、电流控制功能单元, 同时, 对电路中的关键电路参数进行了计算。实验结果表明, 该模块电源实现了预期功能, 满足应用要求。

关键词: LT8705; 同步整流; buck-boost; DC-DC

中图分类号: TM912

文献标识码: A

文章编号: 1674-7720(2014)05-0033-04

Development of high performance buck-boost power supply module based on LT8705

Li Xiaokui, Fang Shaoqian

(Chongqing Research Institute of China Coal Technology & Engineering Group, Chongqing 400700, China)

Abstract: For a wide range of DC input, regulated output power requirements of electrical equipment, a high-performance synchronous rectifier buck-boost power supply module is developed, which based on LT8705 of the Linear company as the control center. The power supply module is integrated with a DC-DC unit, the driving circuit unit, the loop work status of voltage and current feedback unit and the current control function unit. Meanwhile, the key circuit parameters are calculated. Experimental results show that the module power supply can achieve the desired functionality and meet the application requirements.

Key words: LT8705; synchronous rectifier; buck-boost; DC-DC

具有高功率密度、高可靠性的模块电源是当前电源产品研发的热门方向^[1-2]。然而, 国内的模块电源市场主要侧重于降压型模块电源及升压型模块电源产品的开发, 而对于宽范围输入的升降压 buck-boost 模块电源还停留在理论研究^[3]方面, 且控制难度大^[4], 很难满足工业中用电设备的宽范围输入供电、固定电压输出的场合。同时, 在常见的 DC-DC 电源模块中, 其整流电路采用二极管整流, 在大电流输出场合, 导致了模块电源效率偏低。

针对上述问题, 本文依托某救援设备的高效率及宽范围直流输入、直流稳压输出的技术要求, 基于 LT8705 集成控制芯片, 研制了一款具有宽范围输入及同步整流特点的高性能 buck-boost 稳压输出模块电源, 从而解决了 buck-boost 模块电源在工程应用上的空白。本文所研制的电源具有集成度高、控制简单、成本低、高效率等优点, 可广泛应用于宽范围直流输入、稳压输出的 DC-DC 用电场合。

1 基于 LT8705 的 buck-boost 模块电源工作原理

依据 LT8705 的性能特性, 本文所研制的高性能同步整流 buck-boost 模块电源的电路如图 1 所示。该电路集成了 DC-DC 主电路单元、驱动电路单元、电压及电流环路工作状态反馈单元、电流控制功能单元。图 1 中, 模块电源主电路的开关频率 f_{osc} 由 LT8705 的 12 引脚的电阻 R_{18} 确定, 由该控制器的手册可得, $f_{osc} = 43\ 750 / (R_{18} + 1)$ kHz, 本文取 $R_{18} = 220\ \text{k}\Omega$, 则 $f_{osc} = 198\ \text{kHz}$ 。

1.1 DC-DC 主电路

DC-DC 单元是由 4 个 MOSFET 开关管 ($Q_1 \sim Q_4$)、电感 L 、续流二极管及输入和输出滤波电容构成的同步整流 buck-boost 主电路。其中, Q_1 和 Q_3 为主控开关管, Q_2 和 Q_4 为同步整流开关管。DC-DC 单元的工作原理如图 2 所示。

从图 2 可以看出: (1) 当输入电压 U_i 大于输出电压 U_o 时, 主电路工作于降压模式, Q_4 一直导通, Q_3 一直关断, Q_1 和 Q_2 互补导通; (2) 当 U_i 小于 U_o 时, 电路工作于

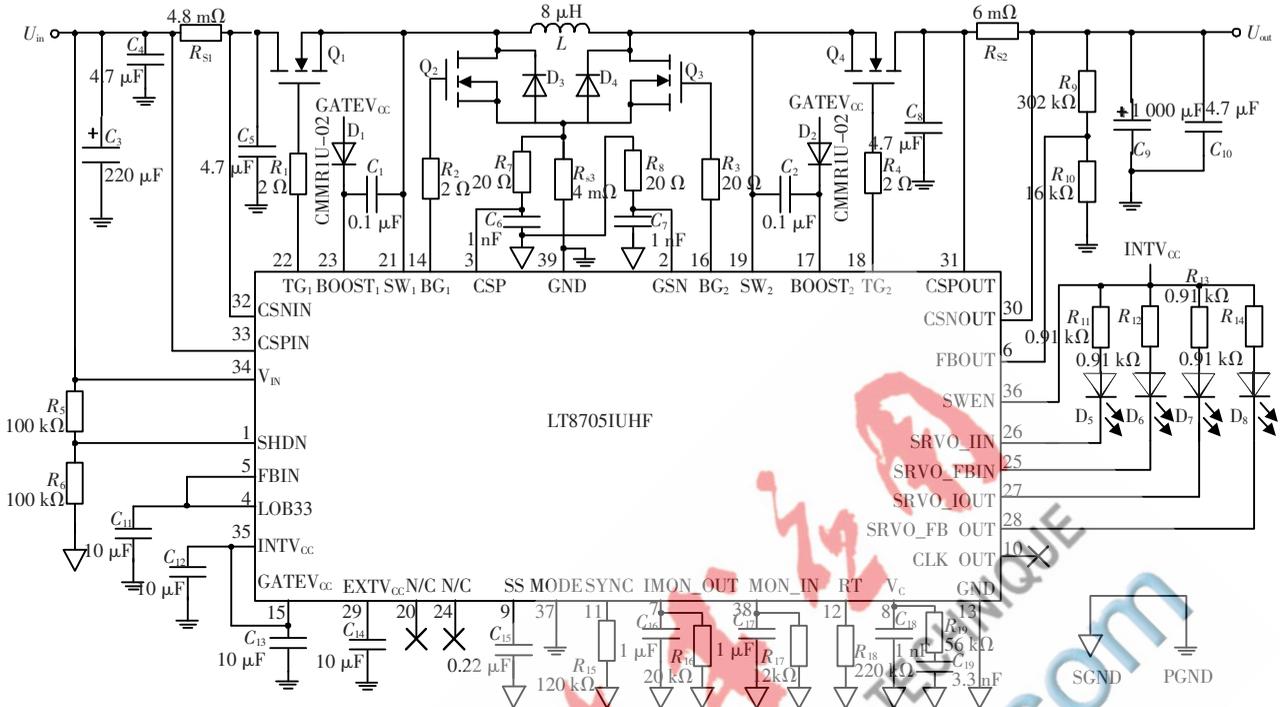


图1 基于LT8705的同步整流 buck-boost 模块电源电路图

升压模式, Q_1 一直导通, Q_2 一直关断, Q_3 和 Q_4 互补导通; (3) 当 U_i 接近于 U_o 时, 电路工作于降压-升压模式。开关组合 (Q_1 、 Q_2) 与 (Q_3 、 Q_4) 按照先后时序导通或关断。

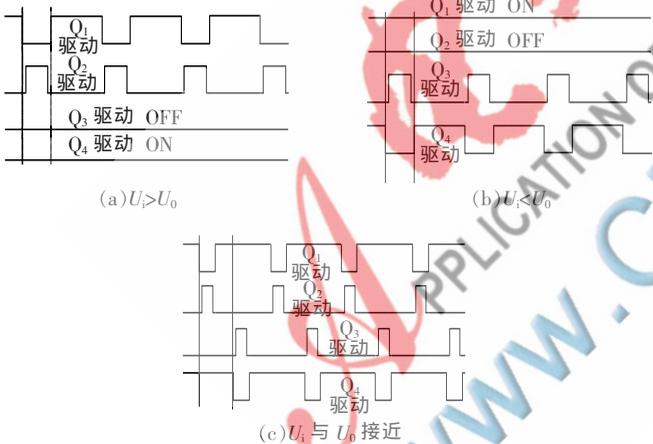


图2 模块电源 DC-DC 主电路工作原理

1.2 驱动电路

LT8705 的 34 脚供电时, 芯片 35 脚为一个恒定的 6.4 V 电源。如图 1 所示, 15 脚和 35 脚电压相同。在 3 种工作模式下, Q_2 和 Q_3 导通分别由 15 脚的电压经 14 脚、 R_2 或 15 脚的电压经 16 脚、 R_3 驱动。

当 DC-DC 电路工作于 buck-boost 模式, Q_1 关断时, 15 脚电压通过 D_1 对自举电容 C_1 充电; 当 D_1 关断后, C_1 上的电压经 23 脚、22 脚及电阻 R_1 驱动 Q_1 导通。同理, Q_4 的驱动工作过程相同。当 DC-DC 电路工作于 buck 模式时, D_2 一直处于截止状态, 在 LT8705 的内部升压电容充电控制模块控制下, 输入电压 U_i 经 32 脚后由 17 脚向 C_2 充电或

C_1 电容电压经 23 脚后由 17 脚向 C_2 充电, 以保持 Q_4 一直导通。当 DC-DC 电路工作于 boost 模式时, D_1 一直处于截止状态, 在 LT8705 的内部升压电容充电控制模块控制下, 输出电压 U_o 经 31 脚后由 23 脚向 C_1 充电或 C_2 电容电压经 17 脚后由 23 脚向 C_1 充电, 以保持 Q_1 一直导通。

1.3 电压及电流环路工作状态反馈单元

如图 1 所示, 当输入电压反馈环路 (R_5 、 R_6 分压采样)、输入电流反馈环路 (R_{S1} 检测电流)、输出电压反馈环路 (R_9 、 R_{10} 分压采样)、输出电流反馈环路 (R_{S2} 检测电流) 处于正常工作时, LT8705 的 25、26、28、27 脚均拉低为零电位, 此时, 通过设定 R_{12} 、 R_{11} 、 R_{14} 、 R_{13} 的值, 使得流过 D_6 、 D_5 、 D_8 、 D_7 的电流为 5 mA, 点亮二极管。因此, 可以通过发光二极管的工作状态, 判断主电路的输入或输出回路是否处于正常工作状态。

1.4 电流控制功能单元

本文所设计的电路包括输入和输出电流控制功能电路。其中, 输入电流控制电路如图 3 所示。当 R_{17} 上的电压 $U_{R17} > 1.208$ V 时, C_{18} 上的电压 U_{C18} 则会降低, 从而限制了电感 L 的电流 I_L 和输入电流 I_i 的值。当 R_{17} 上的电压 $U_{R17} > 1.61$ V 时, 输入电流达到设计的过流保护值, LT8705 关断 $Q_1 \sim Q_4$ 驱动的输出, 从而在输入电流过流时保护了 buck-boost 电路。输出电流控制电路工作原理相同, 故不再叙述。

2 电路关键参数计算

本文所研制的模块电源的技术要求为: 输入电压 U_i 范围为 10 V~50 V, 输出电压 $U_o = 24$ V, 输出电流 I_o 范围为 4 A~8 A。

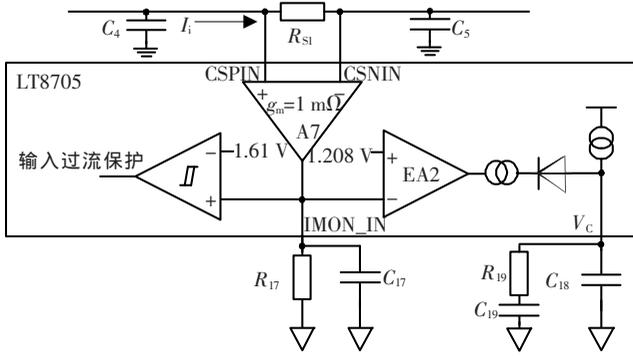


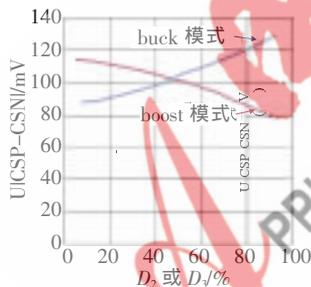
图3 输入电流控制电路

2.1 检测电流电阻计算

在DC-DC单元电路中,检测电流的电阻 R_{S3} 应同时满足条件: $R_{S3} < R_{S3max1}$, $R_{S3} < R_{S3max2}$,才能提供本文设计所要求的最大输出电流 $I_{omax}=8\text{ A}$ 。 R_{S3max1} 、 R_{S3max2} 分别为 $I_{omax}=8\text{ A}$,输入电压最小 $U_{imin}=10\text{ V}$ 或输入电压最大 $U_{imax}=50\text{ V}$ 时, R_{S3} 取值为最大值。

当 $U_{imin}=10\text{ V}$ 时,电路工作于boost模式,开关管 Q_3 的最大占空比 D_{3max} 由下式计算: $D_{3max}=1-U_{imin}/U_o$,求得 $D_{3max}=0.58$ 。由图4可知,此时, R_{S3} 两端的电压 U 取近似值为 95 mV ,即 $U=0.095\text{ V}$ 。此时,在 $I_{omax}=8\text{ A}$ 的条件下,电感 L 的最大纹波电流 ΔI_{Lmax} 由式(1)计算,代入本文参数,得到 $\Delta I_{Lmax}=4.267\text{ A}$ 。

$$\Delta I_{Lmax} = \frac{U_o \cdot I_{omax}}{U_{imin} \left(\frac{100\%}{\alpha} - 0.5 \right)}, \alpha = 20\% \sim 40\% \quad (1)$$

图4 R_{S3} 两端电压 U 随开关管 Q_2 或 Q_3 占空比变化的曲线

结合式(1),则 R_{S3max1} 可由式(2)计算,代入参数,可得 $R_{S3max1}=4.46\text{ m}\Omega$ 。

$$R_{S3max1} = \frac{2 \cdot U \cdot U_{imin}}{2 \cdot I_{omax} \cdot U_o + \Delta I_{Lmin} \cdot U_{imin}} \quad (2)$$

当 $U_{imax}=50\text{ V}$ 时,电路工作于buck模式,开关管 Q_2 的最小占空比 $D_{2min}=1-U_o/U_{imax}$,代入本文参数,求得 $D_{2min}=0.52$ 。同理,由图4可知,此时, R_{S3} 两端的电压 U 可取值为 105 mV ,即 $U=0.105\text{ V}$ 。此时,在 $I_{omax}=8\text{ A}$ 的条件下,电感 L 最小纹波电流 ΔI_{Lmin} 由式(3)计算,代入参数,得到 $\Delta I_{Lmin}=0.842\text{ A}$ 。

$$\Delta I_{Lmin} = \frac{I_{omax}}{\left(\frac{100\%}{10\%} - 0.5 \right)} \quad (3)$$

结合式(3),则 R_{S3max2} 可由式(4)计算,代入参数,可得 $R_{S3max2}=13.86\text{ m}\Omega$ 。

$$R_{S3max2} = \frac{2 \cdot U}{2 \cdot I_{omax} - \Delta I_{Lmin}} \quad (4)$$

综合上述计算,并考虑留有的一定的取值范围,确定 $R_{S3}=4\text{ m}\Omega$ 。

2.2 电感 L 计算

当输入电压最低时,为了提供足够的负载输出电流,电感 L 的最小值为:

$$L_{min1} = \frac{U_{imin} \cdot D_{3max}}{2 \cdot f_{osc} \left(\frac{U}{R_{S3}} - \frac{I_{omax} \cdot U_o}{U_{imin}} \right)} \quad (5)$$

同时,为了避免电路出现次谐波振荡^[5],电感 L 还需同时满足条件: $L > L_{min2}$, $L > L_{min3}$ 。其中, L_{min2} 为电路工作于buck模式, $D_3=0.5$ 时,电感 L 取最小值; L_{min3} 为电路工作于boost模式, $D_3=0.5$ 时,电感 L 取最小值。 L_{min2} 、 L_{min3} 可由式(6)求得:

$$\begin{cases} L_{min2} = \frac{U_{imax} \cdot \left(1 - \frac{U_o}{U_{imax} - U_o} \right) \cdot R_{S3}}{0.08 \cdot f_{osc}} \\ L_{min3} = \frac{\left(U_o - \frac{U_{imin} \cdot U_o}{U_o - U_{imin}} \right) \cdot R_{S3}}{0.08 \cdot f_{osc}} \end{cases} \quad (6)$$

将本文参数代入式(5)和式(6),求得 $L_{min1}=3.22\text{ }\mu\text{H}$, $L_{min2}=0.97\text{ }\mu\text{H}$, $L_{min3}=1.73\text{ }\mu\text{H}$ 。综合上述计算,并考虑留有的一定的取值范围,因此,本文确定电感 $L=8\text{ }\mu\text{H}$ 。

2.3 过流保护参数计算

由图3可知,当输入电流达到正常限定值 I_{Rsi} 时, R_{S1} 可由下式计算: $R_{S1}=1.208/(I_{Rsi} \cdot A_7 \cdot R_{17})$,其中 $A_7=1\text{ mV/A}$ 。当输入电流达到过流保护值 I_{Rsim} 时, $I_{Rsim}=(1.61/1.208) \cdot I_{Rsi}$ 。本文设计输入电流达到 28 A 时,关断 $Q_1 \sim Q_4$ 的驱动电压输出。因此,此时, $I_{Rsi}=21\text{ A}$,取 $R_{17}=12\text{ k}\Omega$,则求得 $R_{S1}=4.8\text{ m}\Omega$ 。本文设计输出电流达到 13.33 A 时,关断 $Q_1 \sim Q_4$ 的驱动电压,同理,可以计算得到输出电流限定值 $I_{Rsc}=10\text{ A}$,取 $R_{16}=20\text{ k}\Omega$,求得 $R_{S2}=6\text{ m}\Omega$ 。

3 实验结果及分析

搭建如图1所示的电路,在输出电流为 $4\text{ A} \sim 8\text{ A}$ 、输入电压在 $10\text{ V} \sim 50\text{ V}$ 范围之间,测得开关管的驱动波形如图5($U_i=10\text{ V}$)、图6($U_i=23\text{ V}$)、图7($U_i=50\text{ V}$)所示,图中 U_{CSi} 为第 i ($i=1,2,3,4$)个开关管的驱动电压,并测得稳压输出电压 U_o 的波形如图8所示。

从图5~图8可以看出,当输入电压最低 10 V 时,开关管 Q_1 的驱动电压为高电平,驱动 Q_1 一直导通,而同步整流管 Q_2 驱动电压为低, Q_2 一直关断,开关管 Q_3 、 Q_4 互补导通关断;当输入电压接近输出电压 24 V 时,开关管 $Q_1 \sim Q_4$ 均导通或关断;当输入电压最大时,开关管 Q_1 、 Q_2 互补导通, Q_3 一直关断, Q_4 一直导通。因此,在上述宽范围输入电压的条件下,模块电源通过不同开关管组合

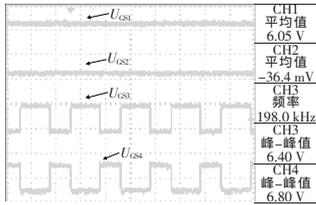


图5 开关管驱动波形 1

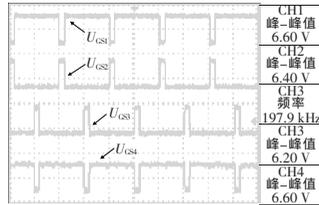


图6 开关管驱动波形 2

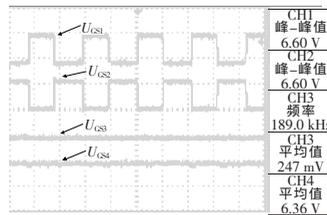


图7 开关管驱动波形 3

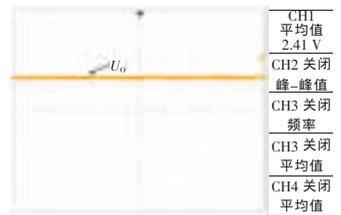


图8 输出电压波形

导通或关断的方式,实现了 24 V 直流稳压输出的功能。

图 9 给出了模块电源在不同的功率等级下,电源的整体效率曲线图。从图中可以看出,在输入电压接近于输出电压的一个范围时,模块电源的效率低于其他输入电压范围下的电源的效率。在输出电流为 8 A 的条件下,模块电源的效率为 90.1%~93.2%;在输出电流为 4 A 的条件下,模块电源的效率为 91.2%~95%。因此,该模块电源具有高效率的特性。

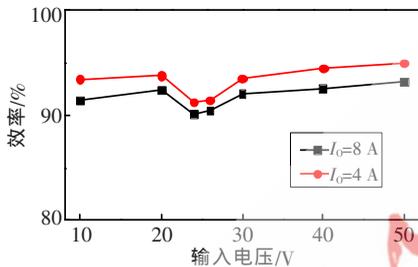


图9 模块电源效率测试结果曲线

本文采用 LT8705 作为控制器,研制了一款高性能的同步整流 buck-boost 模块电源,计算了该模块电源的关键参数,并通过实验测试表明该模块电源能够高效率地实现宽范围直流输入,直流稳压输出的功能。

参考文献

- [1] 孟颖悟,董晖,但星亭.DC/DC 模块电源小型化技术研究[J].电力电子技术,2011,45(9):76-78.
- [2] 王来利,牛化鹏,裴云庆,等.5V/90A 全砖体积 DC/DC 模块电源研制[J].电力电子技术,2009,43(3):21-23.
- [3] 任小永,唐钊,阮新波,等.一种新颖的四开关 Buck-Boost 变换器[J].中国电机工程学报,2008,28(21):15-19.
- [4] 庞棋峰,贺雨璇,黄治清.基于 DSP 的同步整流 Buck-Boost 变换器控制策略的研究[J].电源技术,2011,35(8):957-960.
- [5] 周国华,许建平,包伯成,等.电流源负载峰值电流控制 buck 变换器的复杂次谐波振荡现象[J].物理学报,2011,60(1):1-8.

(收稿日期:2013-10-08)

作者简介:

李孝揆,男,1964 年生,高级工程师,主要研究方向:电气自动化。

方少乾,男,1986 年生,硕士研究生,主要研究方向:智能电力电子技术。