

双冷源除湿机用驱动控制电源分析与设计*

陈万兴, 高杰, 唐海洋

(珠海格力电器股份有限公司, 广东 珠海 519070)

摘要: 目前多功能电源广泛地应用于各类控制器产品中, 传统的驱动控制电源多为单输入单输出形式, 难以满足多种供电端口控制设备的需求, 且在一些复杂的实验环境和 EMI 要求较高的产品设备上存在严重的电磁干扰, 提高了设计成本。基于反激式开关电源的优势开发了一款低成本、高可靠, 兼容 AC 220 V 或 DC 310 V 双模式输入, 多路输出的高集成度开关电源, 现场实验表明 4 路电源输出精确, 误差小于 1%, EMI 效果好, 可满足大部分主板供电设备需求, 目前已应用于双冷源除湿机的驱动控制电源。

关键词: 开关电源; 多路输出; PWM 调制; TOP264

中图分类号: TN86

文献标识码: A

DOI: 10.16157/j.issn.0258-7998.211679

中文引用格式: 陈万兴, 高杰, 唐海洋. 双冷源除湿机用驱动控制电源分析与设计[J]. 电子技术应用, 2021, 47(11): 120-124.

英文引用格式: Chen Wanxing, Gao Jie, Tang Haiyang. Design of driving power supply for double cold source dehumidifier[J]. Application of Electronic Technique, 2021, 47(11): 120-124.

Design of driving power supply for double cold source dehumidifier

Chen Wanxing, Gao Jie, Tang Haiyang

(Gree Electric Appliances, Inc. of Zhuhai, Zhuhai 519070, China)

Abstract: At present, multi-functional power supply is widely used in all kinds of drive control products. The traditional drive control power is mostly single input and single output, which is difficult to meet the needs of a variety of power supply port control equipment. Moreover, there is serious electromagnetic interference in some complex experimental environment and products with require high EMI requirements, which improves the design cost potential. To solve the above problems, a low-cost, high reliability, compatible with AC 220 V or DC 310 V dual-mode input, multi-channel output and high integration switching power is developed. Field experiments show that the four power output is accurate. The error is less than 1% and electromagnetic interference is easy to pass. The power can meet the needs of most motherboard power supply equipment, and has been applied to driving control power supply for double cold source dehumidifier.

Key words: switching power supply; multi output; PWM modulation; TOP264

0 引言

目前开关电源在电子工业领域应用较广, 在小型化、集成化发展的今天, 高精度开关电源已成为工业技术领域发展的必然趋势。反激式开关电源价格便宜, 设计简单, 体积小, 电压调节范围宽, 可满足多种电源设计需求^[1]。但常规开关电源精度低、纹波大、杂波渗透率高, 输出端口少, 难以满足精密设备电源需求, 设备因干扰而失控的情况多不胜数。

针对双冷源除湿机驱动板供电精度要求较高, 输入电源要求较多的情况, 采用 TOP264 芯片设计一款 AC/DC-DC 的双模式输入、多路输出的开关电源, 用于给双冷源除湿机产品供电。电源需要满足结构简单、体积小, 占空比可跟随输入信号发生变化, 使输出电压保

持稳定, 同时可使系统均衡输出, 能根据使用环境要求调整适用范围, 为各路负载提供准确可靠的电源。

1 原理与设计

反激式开关电源是指当直流电为变压器供电时, 将能量存储在变压器的初级绕组内, 当直流电关断时, 才将能量传递到次级, 从而为负载供电, 相比于正激式开关电源少了一个大的储能滤波电感和续流二极管, 因此价格和体积占优^[2]。此次所设计的开关电源原理图如图1所示。AC 220 V 经过整流滤波得到 311 V 直流电, 预留直流供电端口 PWR1 方便不同的输入电源需求。直流电经过变压器后为 TOP264 芯片供电。变压器副边经过整流、滤波得到 18 V、15 V、8 V、28 V 四路直流电压。对 18 V 输出电压进行采样, 经过 TL431、光耦, 为 TOP264 芯片提供反馈信号, 通过控制电源芯片集成 MOS 管的

* 基金项目: 国家重点研发计划(2018YFC0705000)

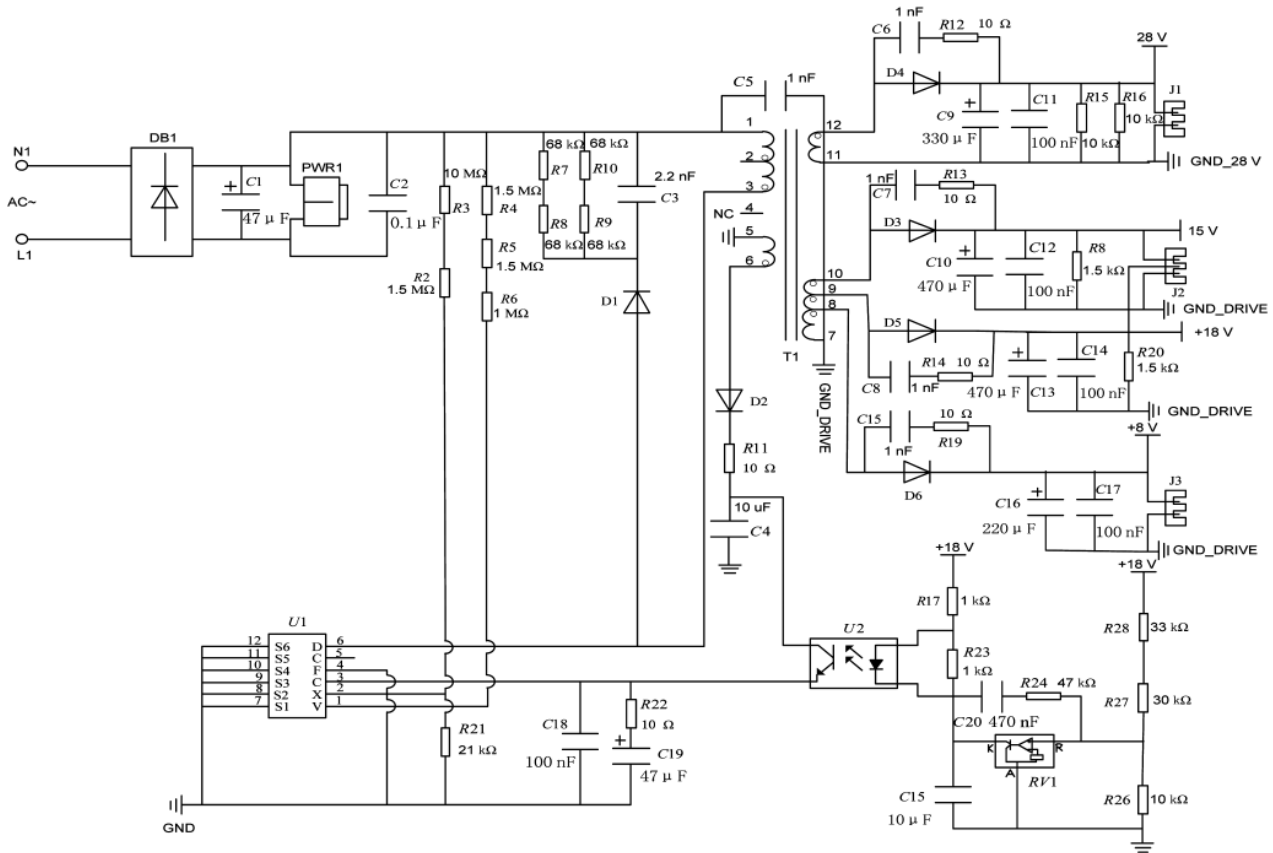


图1 驱动控制电源原理图

开通与关断,使电源稳定工作^[3]。

2 关键元器件选型

2.1 整流桥选型

电源输出功率 P_0 设为 20 W,则整流桥的耐流值为:

$$I_{qi} = \alpha \times \frac{P_0}{\eta \times V_{in \min}} = 1.3 \text{ A} \quad (1)$$

式中,电源效率 η 取值 0.75,电流过载安全系数 α 取值 5,最小输入电压 $V_{in \min}$ 取值 100 V^[4]。

整流桥耐压为:

$$V_{DC \max} = 2\sqrt{2} V_{in \max} = 749.42 \text{ V} \quad (2)$$

式中,最大输入电压 $V_{in \max}$ 取值 265 V。

因此整流桥选择 800 V 1.5 A,满足要求。

2.2 电解电容

母线电容 $C_{DC \min}$ 关系到输出电压是否稳定。 $C_{DC \min}$ 取值过低,直流脉动电压将会升高,影响电源的输出精度及电子元件寿命。 $C_{DC \min}$ 取值过高,电容价格将会成倍增长,且电压脉动效果也不能得到改善,因此应结合实际选择合适的母线电容^[5]:

$$\sqrt{2} \times V_{in \min} \times \sin \omega t_0 = V_{DC \min} \quad (3)$$

$$t_0 = \frac{\arcsin\left(\frac{V_{DC \min}}{\sqrt{2} \times V_{in \min}}\right)}{2\pi f_L} \quad (4)$$

式中, $V_{DC \min}$ 为整流滤波后的最低输出电压 101 V; f_L 为输入电源频率 50 Hz, π 为 180°,因此充电时间为^[6]:

$$t_c = \frac{1}{4 \times f_L} - t_0 = 2.5 \text{ ms} \quad (5)$$

$$C_{DC \min} = \frac{2 \times P_0 \times \left(\frac{1}{2 \times f_L} - t_c\right)}{\eta \times [(\sqrt{2} \times V_{in \min})^2 - V_{DC \min}^2]} = \frac{2 \times 20 \times 0.0075}{0.75 \times [(\sqrt{2} \times 100)^2 - 101^2]} \text{ F} = 41 \mu\text{F} \quad (6)$$

整流桥最大输出电压为^[7]:

$$V_{DC \max} = 265 \times \sqrt{2} \text{ V} = 374.71 \text{ V} \quad (7)$$

有效值电流为:

$$I_{rms} = \frac{P_0}{V_{DC \min}} \sqrt{\frac{D_{\max}}{1 - D_{\max}}} = 0.2 \text{ A} \quad (8)$$

式中,假设 D_{\max} 为 50%。

因此母线电容选择 47 μF 450 V 电解电容,满足要求。

2.3 RCD 吸收回路

当 MOS 管关断时,变压器漏感阻止能量消失,产生尖峰电压,它与最大直流电压 $V_{DC \max}$ 以及副边反射电压一起作用于 MOS 管,电压过高容易导致 MOS 管击穿损坏,因此增加 RCD 电路将这部分能量吸收并消耗掉^[8]。

变压器 1、3 引脚的匝数为 63 T(主绕组),11、12 引脚为 17 T(输出 28 V),7、9 引脚为 11 T(输出 18 V),7、10 引脚为 9 T(输出 15 V),7、8 引脚为 5 T(输出 8 V),即 63:17:11:9:5。

则反射电压为:

$$V_{0R} = 18 \times \frac{63}{11} V = 103.1 V \quad (9)$$

$$D_{\max} = \frac{V_{0R}}{V_{0R} + V_{DC \min}} = 50.5\% \quad (10)$$

式中, D_{\max} 为实际最大占空比^[9]。

最大占空比 D_{\max} 验证:

$$D'_{\max} = \frac{V_{0R}}{V_{0R} + \sqrt{2} \times V_{in \min}} = 42.2\% \quad (11)$$

式中, D'_{\max} 为理想最大占空比^[10]。

将 20 W 输出功率全部等效到 18 V 输出电路上, 则负载总电流为^[11]:

$$I_0 = \frac{20}{18} A = 1.11 A \quad (12)$$

副边反射电流为:

$$I_{0R} = \frac{I_0}{n} = \frac{1.11}{\frac{63}{11}} A = 0.19 A \quad (13)$$

输入功率为:

$$P_{in} = \frac{P_0}{\eta} = \frac{20}{0.75} W = 26.7 W \quad (14)$$

平均输入电流为:

$$I_{in} = \frac{P_{in}}{V_{DC \min}} = \frac{26.7}{\sqrt{2} \times V_{in \min}} A = 0.19 A \quad (15)$$

式中, $V'_{DC \min}$ 为理想最小直流电压。

因 I_{in}/D 为原边平均电流, 且必然等于副边平均电流, 即:

$$\frac{I_{in}}{D_{\min}} = \frac{I_{0R}}{1 - D_{\max}} \quad (16)$$

则:

$$D'_{\max} = \frac{I_{in}}{I_{in} + I_{0R}} = \frac{0.19}{0.19 + 0.19} = 0.5 \quad (17)$$

D_{\max} 与 D'_{\max} 近似相等, 因此计算正确。

电源芯片峰值电压预留 10% 的裕量, 则芯片内置 MOSFET 所允许的箝位电压为^[12]:

$$V_{chipclamp} = 0.9V_{chipmax} - V_{DC \max} = 277.29 V \quad (18)$$

式中, $V_{chipmax}$ 为芯片漏极峰值电压 725 V。

初级线圈峰值电流为:

$$I_p = \frac{P_0}{(1 - \frac{K_p}{2})\eta V_{DC \min} D_{\max}} = 0.7 A \quad (19)$$

式中, K_p 为电流纹波系数, 取值 0.5。

则电阻 R 取值为^[13]:

$$R = \frac{2 \times (V_{chipclamp} - V_{0R}) \times V_{chipclamp}}{L_e \times I_p^2 \times f} = 67.9 k\Omega \quad (20)$$

式中, L_e 为变压器漏感, 取值 22 μH ; f 为芯片工作频率, 取值 132 kHz。

箝位电容 C 的作用是将漏感能量吸收掉, 脉动电压按箝位电压的 7% 处理, 则:

$$C > \frac{1}{7\% \times R \times f} = 1.6 nF \quad (21)$$

芯片 MOS 管所允许的总电压为:

$$V'_{chipclamp} = V_{chipmax} - V_{DC \max} = 350.29 V \quad (22)$$

二极管的反向耐压值需要大于 1.5 倍的 $V'_{chipclamp}$, 即:

$$V_D > 1.5V'_{chipclamp} = 525 V \quad (23)$$

变压器的漏感尖峰电压为:

$$\Delta V = 8\% \times V_{0R} = 8.2 V \quad (24)$$

二极管的反向耐压应大于 RCD 处电压叠加值的 10%, 即:

$$V_D > (V_{DC \max} + V_{0R} + \Delta V) \times 1.1 = 535 V \quad (25)$$

变压器输入电流的平均值为:

$$I_{AVG} = \frac{P_0}{\eta V_{DC \min} D_{\max}} = 0.52 A \quad (26)$$

二极管正向平均电流需要大于输入电流平均值的 20%, 大于变压器峰值电流的一半, 即^[14]:

$$I_D > I_{AVG} \times 1.2 = 0.624 A \quad (27)$$

$$I_D > 0.5 \times I_p = 0.35 A \quad (28)$$

因此, 钳位电路电阻选择 68 k Ω , 电容选择 2.2 nF, 二极管选择 FR107, 其反向耐压为 1 000 V, 正向平均电流为 1 A, 满足要求^[15]。

2.4 次级输出二极管

开关电源包含四路输出电压, 分别为: 28 V 0.1 A、18 V 0.5 A、15 V 0.5 A、8 V 0.1 A, 则 28 V 输出电路二极管的耐压值为:

$$V_{28V} = (V_{01} + V_{DC \max} \times \frac{N_{S1}}{N_P}) \times 1.25 = (28 + 374.71 \times \frac{17}{63}) \times 1.25 V = 161 V \quad (29)$$

18 V 输出电路二极管的耐流值为:

$$I_{18V} > 3I_{O2} = 3 \times 0.5 A = 1.5 A \quad (30)$$

因为 28 V 输出电路二极管的耐压值最大, 18 V 输出电路二极管的耐流值最大, 考虑到器件的一致性, 四路输出电压均选用 200 V 2 A 的快恢复二极管^[16]。

3 波形测试

根据电源需求, 输出电压小于 +12 V 的电压纹波干扰的峰峰值应 $\leq 0.15 V$, +12 V 及以上电压纹波干扰的峰峰值应 $\leq 0.3 V$ 。

3.1 18 V 输出

实测 18 V 引脚的输出电压为 18.06 V, 纹波为 43 mV, 波形如图 2、图 3 所示。

3.2 15 V 输出

实测 15 V 引脚的输出电压为 15.01 V, 纹波为 34 mV, 波形如图 4、图 5 所示。

3.3 8 V 输出

实测 8 V 引脚的输出电压为 7.92 V, 纹波为 24 mV, 波形如图 6、图 7 所示。

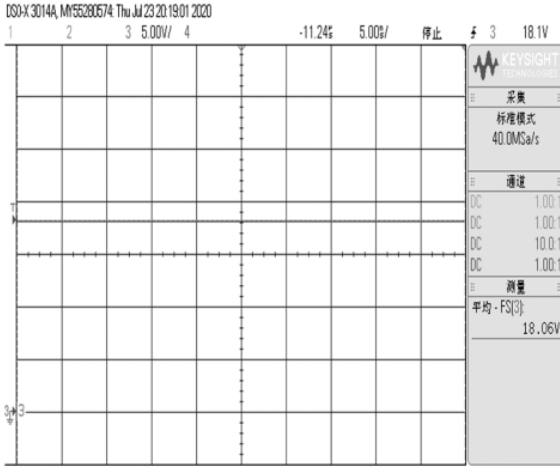


图 2 18 V 输出电压波形图

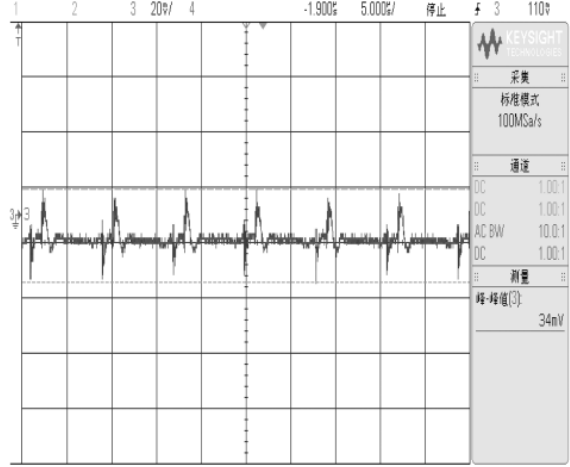


图 5 15 V 输出电压纹波图

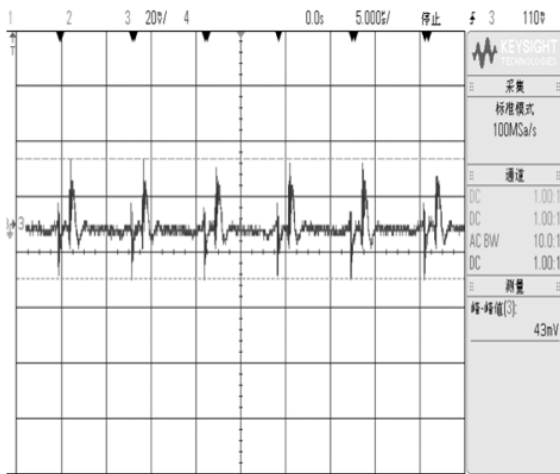


图 3 18 V 输出电压纹波图

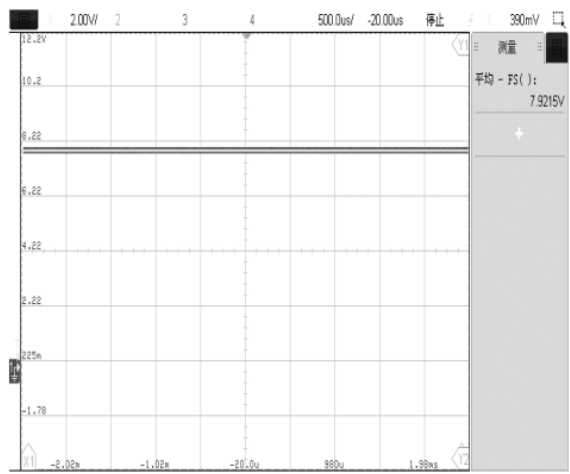


图 6 8 V 输出电压波形图

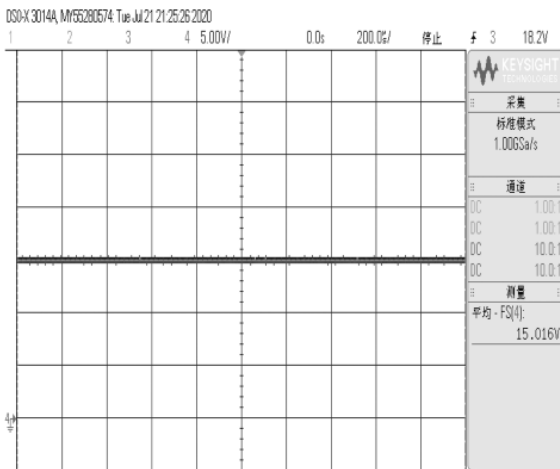


图 4 15 V 输出电压波形图

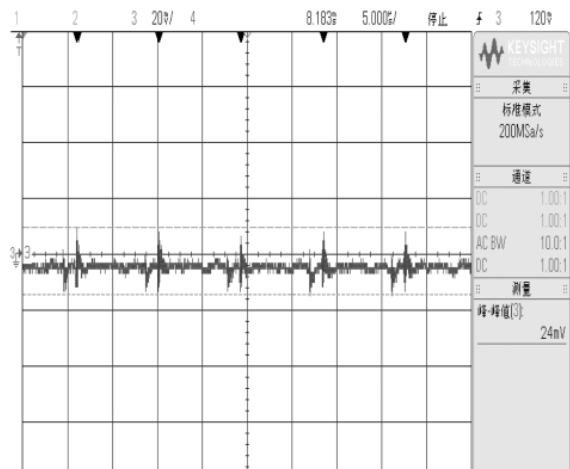


图 7 8 V 输出电压纹波图

3.4 28 V 输出

实测 28 V 引脚的输出电压为 28.06 V,纹波为 58 mV,波形如图 8、图 9 所示。

通过数据对比发现,电源误差小于 1%,纹波小于 100 mV。通过整机实验验证,电源可以长期稳定地运行,EMI 效果好,满足设计需求。

4 结论

经测试,所得电源实现了 AC/DC 双模式输入,多路精确电压输出的功能。通过设计与计算,完成了关键元器件的选型,对电源芯片、模块功能和工作波形进行了充分的测试和分析,并进行了相关的整机工况实验,实现了电源的平滑启动和稳定运行。所得电源安全稳定、

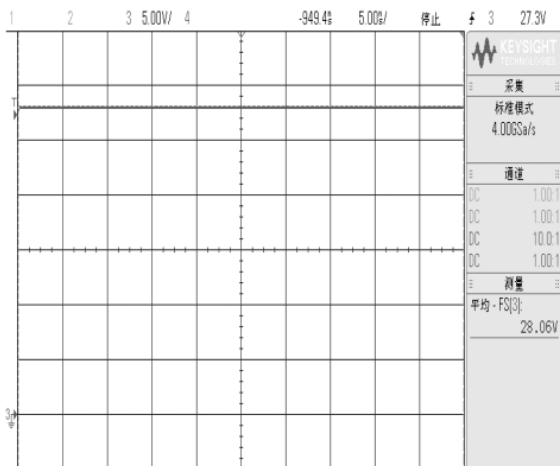


图8 28 V 输出电压波形图

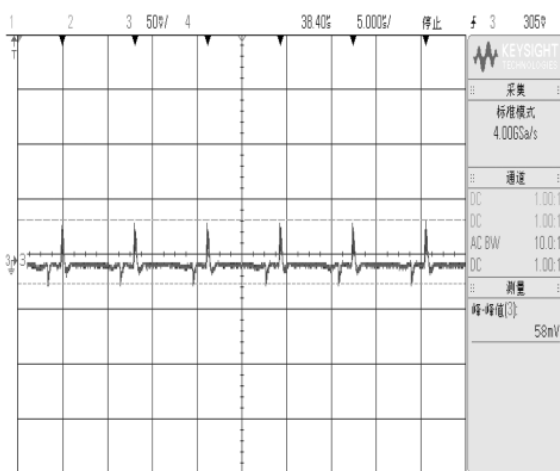


图9 28 V 输出电压纹波图

易于控制、可靠性高、成本低廉,能广泛地应用于各种设备和复杂实验工况,目前该电源已被用于双冷源除湿机的驱动控制主板供电。

参考文献

[1] 高梦莹,高小丽.RCD 钳位电路参数设计范围研究[J].电子电路设计,2019,41(4):65-67.
 [2] 冯开勇.一种开关电源限流电路的设计[J].研究与设计,2019,36(10):19-21.

(上接第 119 页)

[13] 朱昆林,廖志清,曾旭初.基于 UCC39002 并联均流的恒压开关电源[J].电力电子技术,2009,43(7):66-68.
 [14] 袁珊珊.中小功率 DC-DC 模块并联均流方案的优选及实现的研究[D].杭州:浙江大学,2006.
 [15] 张军明.中功率 DC/DC 变流器模块标准化若干关键问题研究[D].杭州:浙江大学,2004.
 [16] 肖文勋,张波,丘东元.改进平均电流自动均流法及其在 Boost 变换器并联系统中的应用[J].中国电机工程学报,2007,27(13):64-69.

[3] 孙佳,齐文娟,黄梓昂.电力电子课程设计实践平台的构建[J].实验室研究与探索,2017,36(10):244-247.
 [4] 余锋.基于 UC3845 芯片的反激式开关电源设计[J].数字技术与应用,2016(7):182-183.
 [5] 张房晴.单片开关电源及 pcb 设计[D].济南:山东建筑大学,2016.
 [6] 刘梦珂,唐海洋.单端反激式开关电源的设计[J].电子设计工程,2017,25(1):175-178.
 [7] 练新平.多路输出反激式开关电源的设计[J].科技与创新,2019(8):134-135.
 [8] 杨帆,贺小林.反激开关电源初级侧 RCD 吸收回路的应用分析[J].日用电器,2020(1):57-61.
 [9] 沙占友.特种集成电源最新应用技术[M].北京:人民邮电出版社,2000.
 [10] 王志强.精通开关电源设计[M].北京:人民邮电出版社,2015.
 [11] 张飞云,张鹏,杨灿.高频节能开关电源设计[J].许昌学院学报,2020,39(2):118-122.
 [12] 于挽涛,冯则坤.反激变换器的漏感影响分析及钳位电路参数设计[J].磁性材料及器件,2016,47(6):37-41.
 [13] 王昭昭,梅建伟,罗涛.反激变换器中 RCD 箝位电路参数设计[J].湖北汽车工业学院学报,2020,34(1):59-63.
 [14] 代兴华,郑丽婷,赵瑞杰,等.反激变换器中吸收电路的设计[J].电子设计工程,2016,24(3):118-120.
 [15] 杨枫.高压大功率开关电源相关技术研究[J].中国新通信,2018,20(24):221.
 [16] 李文豪,廖建军.一种宽输入电压范围反激电源的研究与设计[J].电子与封装,2018,18(11):18-21.

(收稿日期:2021-04-21)

作者简介:

陈万兴(1982-),男,在职硕士,高级工程师,主要研究方向:嵌入式应用和电子技术应用。

高杰(1990-),通信作者,男,硕士,主要研究方向:电力电子,E-mail:1610645217@qq.com。

唐海洋(1990-),男,硕士,主要研究方向:电力电子。



扫码下载电子文档

(收稿日期:2021-03-20)

作者简介:

高东辉(1990-),男,硕士,工程师,主要研究方向:开关电源设计、混合集成电路设计,E-mail:gdh0824@126.com。

贺启峰(1987-),男,硕士,高级工程师,主要研究方向:混合集成抗辐照开关电源。

徐成宝(1966-),男,本科,研究员级高级工程师,主要研究方向:混合集成电路设计。



扫码下载电子文档

版权声明

经作者授权，本论文版权和信息网络传播权归属于《电子技术应用》杂志，凡未经本刊书面同意任何机构、组织和个人不得擅自复印、汇编、翻译和进行信息网络传播。未经本刊书面同意，禁止一切互联网论文资源平台非法上传、收录本论文。

截至目前，本论文已经授权被中国期刊全文数据库（CNKI）、万方数据知识服务平台、中文科技期刊数据库（维普网）、DOAJ、美国《乌利希期刊指南》、JST 日本科技技术振兴机构数据库等数据库全文收录。

对于违反上述禁止行为并违法使用本论文的机构、组织和个人，本刊将采取一切必要法律行动来维护正当权益。

特此声明！

《电子技术应用》编辑部

中国电子信息产业集团有限公司第六研究所