

交错并联 Boost 型开关电源模块设计

左官芳¹ 魏雪义² 管月³

(1. 无锡学院电子信息工程学院 无锡 214000; 2. 南京信息工程大学电子与信息工程学院 南京 214400;
3. 中国电子科技集团公司第五十八研究所 无锡 214000)

摘要:交错并联 Boost 变换器结合电流模控制方式不仅能够实现相位间电流均流,而且还可以减少器件的电流应力。介绍了 Boost 在交错并联结构下的工作原理,采用了自适应导通时间的谷值电流模式控制策略,并采用 II 型补偿加快了系统的响应时间。基于 Simplis 搭建模型并仿真,通过软件仿真证明了该控制方式是可行的;设计并做出了一款微型电源模块,内部包含两路 Boost 电路,每路可单独运行亦或两路工作在交错并联模态。该电源模块因其控制策略和开关管集成在硅芯片上,所以模块小、质量轻,输出端电压波动范围小,峰值转换效率可达 90%。

关键词:交错并联;均流;自适应;电源模块

中图分类号: TM46 文献标识码:A 国家标准学科分类代码: 510.3040

Power supply module design for peak current module control

Zuo Guanfang¹ Wei Xueyi² Guan Yue³

(1. School of Electronics and Information Engineering, Wuxi University, Wuxi 214000, China; 2. School of Electronics and Information Engineering, Nanjing University of Information Science and Technology, Nanjing 214400, China;
3. China Electronics Technology Group 58th Institute, Wuxi 214000, China)

Abstract: The staggered parallel Boost converter combined with the current mode control mode can not only realize the current flow between the phases, but also reduce the current stress of the device. This article systematically introduces the working principle of Boost under the staggered parallel structure, adopts the valley current mode control strategy of adaptive conduction time control, and adopts type II compensation to accelerate the response time of the system. Based on Simplis, a model was built and simulated, and the feasibility of this control method was demonstrated through software simulation. We have designed and developed a miniature power module that includes two Boost circuits, each of which can operate independently or operate in interleaved parallel mode. The power module is small, lightweight, and has a small range of output voltage fluctuations due to its control strategy and switch tube integration inside the chip. The peak conversion efficiency can reach 90%.

Keywords: staggered parallel; average flow; adaptive; power-supply module

0 引言

由于交错并联技术能够使系统稳定、减少整体的响应时间、减少输出端电压波动范围,同时系统结构简单容易实现,因此逐渐应用于低压大电流场合,尤其是开关电源。文献[1-2]将交错并联技术应用到光伏发电系统中,使光伏发电系统的性能和效率得到了一定程度的提高。文献[3]将交错并联结构与 Boost 变换器结合,提高了功率

密度和转换效率,验证了该拓扑结构的优越性和可行性。文献[4]利用 PI 控制器和滑模控制器相结合的优势,缩短了变换器动态响应时间,但设计复杂。文献[5-7]利用峰值电流模控制方式,提高了系统响应速度,但需要斜坡补偿电路。文献[8-10]利用谷值电流模式与固定导通时间 (constant on time, COT) 控制方式,提高系统瞬态响应速度,但输入电压变化引起开关频率变换。文献[11-13]利用数字控制方式,具有不错的效果,但由于数字器件自身

大小和外围功率器件的限制,电源模块的体积很难再缩小。文献[14-15]将开关管和控制逻辑部分集成在同一硅芯片上,不仅缩小开关电源的体积,同时也为电源模块的发展奠定了基础。

针对以上问题,本文设计电源模块采用交错并联结构作为Boost变换器的拓扑;基于COT的自适应导通时间(average operation time, AOT)控制方式;将开关管和控制部分集成在同一片硅芯片上,采用BGA封装,外形尺寸为15 mm×15 mm×3 mm。模块电源拥有两路Boost升压电路,可交错并联工作,负载电流为6 A,也可每路单独工作,负载电流为3 A。具有较低的输出电压纹波、较快的系统响应速度,系统开关频率为500 kHz,最高电压转换效率为90%。

1 拓扑结构与工作原理

交错并联Boost型DC/DC变换器拓扑如图1所示,第1路Boost由V₁、V₂、L₁构成;第2路Boost由V₃、V₄、L₂;第1路主开关管为V₁,同步整流管为V₂;第2路主开关管为V₃,同步整流管为V₄;两路主开关管的控制脉冲波形之间有180°的相位差。

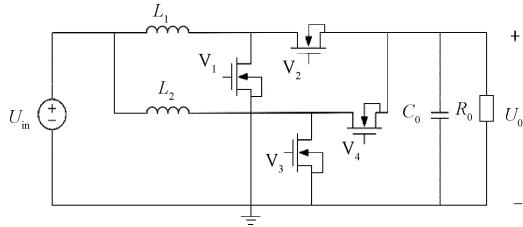


图1 交错并联Boost变换器拓扑

Fig. 1 Interleaved parallel Boost converter topology

两路Boost采用交错并联的技术在电流模的控制方式下,使流过每路Boost拓扑结构的电流相等,使电感元器件和开关管器件之间电流应力减弱。两路Boost拓扑结构中的电感电流纹波之间作用抵消,流过输出端的滤波电容的电流减小,让输出端电压纹波降低,电容的损耗减小。因两路Boost拓扑结构相同且对称分布,当占空比保持0.5不变时,两路的电感电流作用相互抵消,输出端的电压纹波降为0。当D>0.5和D<0.5时,主开关管V₁和V₃的驱动脉冲波形SW₁、SW₂,电感L₁和L₂的电流i_{L1}、i_{L2}以及两电感的电流之和i_{sum}波形如图2所示。

D<0.5时,在一个开关周期时间内存在3种工作状态。

t₀~t₁ 工作状态2(图3(b)),主开关管V₁关上,L₁电流i_{L1}增加,主开关管V₃关断,L₂电感电流i_{L2}下降,由于D<0.5,电感电流i_{L1}上升的斜率高于电感电流i_{L2}下降的斜率,因此两者之和i_{sum}上升。

t₂~t₃ 工作状态3(图3(c))。主开关管V₃开始导

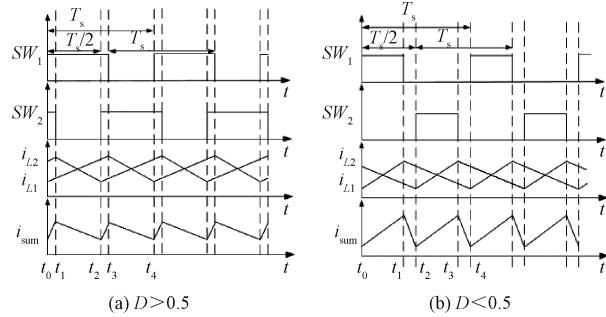


图2 Boost变换器控制波形
Fig. 2 Boost converter controls the waveform

通,L₂电感电流i_{L2}开始上升,主开关管V₁继续关断,L₁电感电流i_{L1}继续下降,由于D<0.5,电感电流i_{L2}上升的斜率高于电感电流i_{L1}下降的斜率,因此两者之和i_{sum}上升。

t₃~t₄ 工作状态4(图3(d))。主开关管V₁和V₃均关断,同步整流管V₂和V₄导通,两路均处于续流状态,L₁电感电流i_{L1}下降,L₂电感电流i_{L2}下降,两者之和i_{sum}下降。

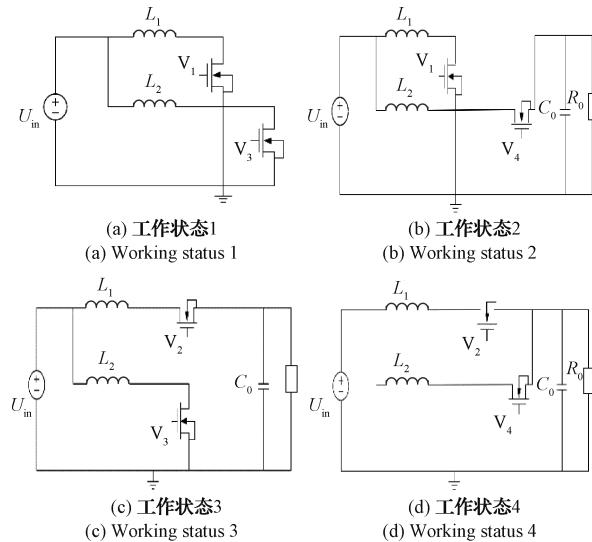


图3 交错并联Boost工作模态
Fig. 3 The staggered parallel Boost working mode

电源模块按照2-4-3-4-2工作状态往复工作,当主开关管V₁或V₃断开时,电感电流之和i_{sum}达到最大值max,当主开关管V₁或V₃闭合时,电感电流之和i_{sum}达到最小值min。

D>0.5时与上述工作原理类似,模块电源按照1-2-1-3-1工作状态往复工作,电感电流之和i_{sum}的达到最大值与最小值时刻与D<0.5一致。

通过上述分析可知,i_{sum}纹波与D的关系为:

$$i_{sum} = \left(\frac{U_0}{L_1} + \frac{U_0}{L_2} \right) (0.5 - D) T_s, 0 < D \leq 0.5 \quad (1)$$

$$i_{\text{sum}} = \left(\frac{U_{\text{in}} - U_0}{L_1} + \frac{U_{\text{in}} - U_0}{L_2} \right) (0.5 - D) T_s, \quad (2)$$

$$0.5 < D \leq 1$$

由式(1)和(2)可知,当占空比 $D < 0.5$ 时,电流纹波与输出电压有关;当占空比 $D > 0.5$ 时,电流纹波与输入电压和输出电压均有关。

2 系统控制方式分析

与电压控制方式相比较,电流模控制方通过采样电感的电流引入控制环路,电流反馈信号相比较于电压信号要快一些,增加了系统的瞬态响应速度。电流模式控制策略根据检测电流的值不同可分为峰值、平均值以及谷值 3 种不同的控制方式。谷值电流模式由于变换器的导通时间保持不变,所以频率会变化,因此控制系统较为复杂;峰值电流模式只需与电流峰值进行比较,控制系统为一阶系统补偿简单容易实现,由于容易出现次谐波振荡问题因此需要加入斜坡电流进行补偿;COT 控制模式由于具有抗干扰能力强、容易实现等优点被广泛地应用。由于 COT 控制策略的开关频率波动范围比较广,为了解决此问题,AOT 技术将输入端电压、输出端电压引入 On-time 计时器,不仅提高了电源的转换效率而且降低了开关频率波动范围。

利用检测电流的谷值与 AOT 进行控制的交错并联 Boost 拓扑结构的控制策略如图 4 所示。输出端电压经过电阻分压后接入运算放大器的反相输入端,运算放大器的同相输入端接 1.25 V 的带隙基准电压,电流源与电容 C_{ss} 构成软启动电路。运算放大器输出端连接系统的补偿电路并将该运算放大器的输出电压接入比较器的正相输入端作为检测电流谷值的比较值,当检测系统的电流减少达到该比较值时,主控制开关管闭合主,电感电流上升,On-time 计时器开始计时,当计时结束后,主开关管断开,同步控制的整流管闭合,主环路的电流开始减少。系统工作在稳定状态时,主控制开关管的闭合时间稳定, V_1 和 V_3 的控制脉冲波形具有 180° 的相位差。

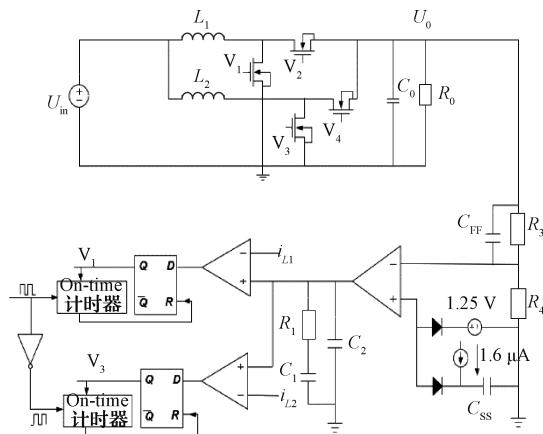


图 4 AOT 控制框图

Fig. 4 The AOT control block diagram

Boost 电路拓扑结构在峰值电流模控制方式中,由于电流环的存在,电流环的变换与电感的变换一致,因此功率级电路降阶为一阶环节,系统的传递函数为:

$$G(s) = \frac{R_0(1-D)(1+sR_cC_0)[1-sRL(1-D)^2]}{R_i + \frac{R_0R_i}{R}(1-D)^2 \left[(1-D)R_i \frac{T}{L} + \frac{U_{\text{sl}}}{U_0} \right] + sR_0C_0R_i} \quad (3)$$

$$T = \frac{1}{f} \quad R = \frac{U_0}{I_0} \quad D = \frac{U_0}{U_{\text{in}}} \quad U_{\text{sl}} = (U_0 - U_{\text{in}}) \frac{R_i}{L} T \quad (4)$$

式中: R_0 为负载电阻; R_i 为电流采样系数; C_0 为输出电容; R_c 为 C_0 的等效串联电阻; U_{sl} 为斜坡补偿电流; f 为开关频率; I_0 为负载电流; U_0 为输出电压; L 为电感感值。

该系统稳定,但是直流增益低。因为系统是零型系统,所以采用 II 型补偿来提高系统的直流增益,降低稳态误差,抵消 R_c 带来的零点,增加高频极点,提高高频抗干扰能力。因此在运算放大器的输出结点连接 II 型电路进行补偿。根据补偿电路以及运算放大器得到的传递函数如下:

$$H(s) = \frac{sC_1R_1 + 1}{R_1 \left(\frac{C_1C_2}{C_1 + C_2} \right) s + 1} \frac{1}{sR_2(C_1 + C_2)} \quad (5)$$

在 Mathcad 中计算,得到补偿对比波特图,如图 5 所示。可见补偿后的系统在低频段增益提高、高频段的抗干扰能力得到提高。

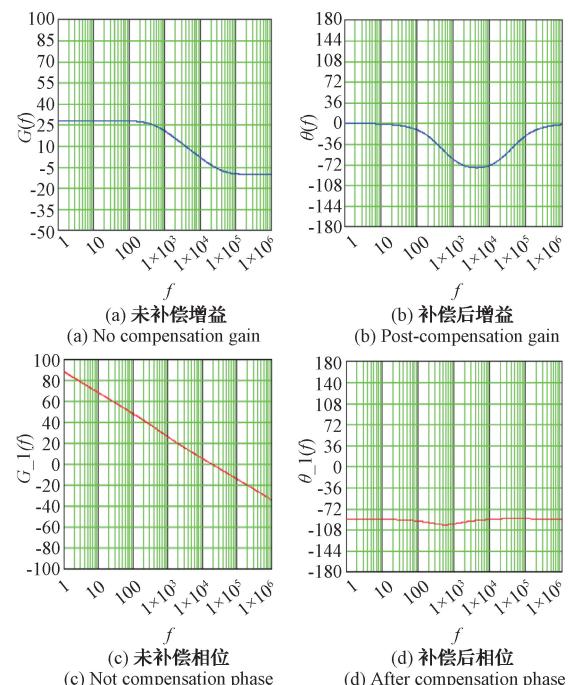


图 5 补偿对比波特图

Fig. 5 Compensation comparison port plot

3 仿真分析

基于 Simplis 搭建仿真模型, $L_1 = L_2 = 1 \mu\text{H}$, $C_0 =$

100 μ F, $f=500$ kHz。图 6(a)所示为输入端电压 9 V、输出端电压 12 V、负载电流 3 A;图 6(b)所示为输入端电压 9 V、输出端电压 22.5 V、负载电流 3 A。两路 Buck 跳变点脉冲波形 SW_1 和 SW_2 , i_{L1} 和 i_{L2} 波形、两

路电流之和 i_{sum} 波形和输出端电压波动范围 U_0 。图 6(c)、(d)所示分别为系统补偿前波特图与系统补偿后波特图,包含低频直流增益、系统穿越频率以及相位裕度等。

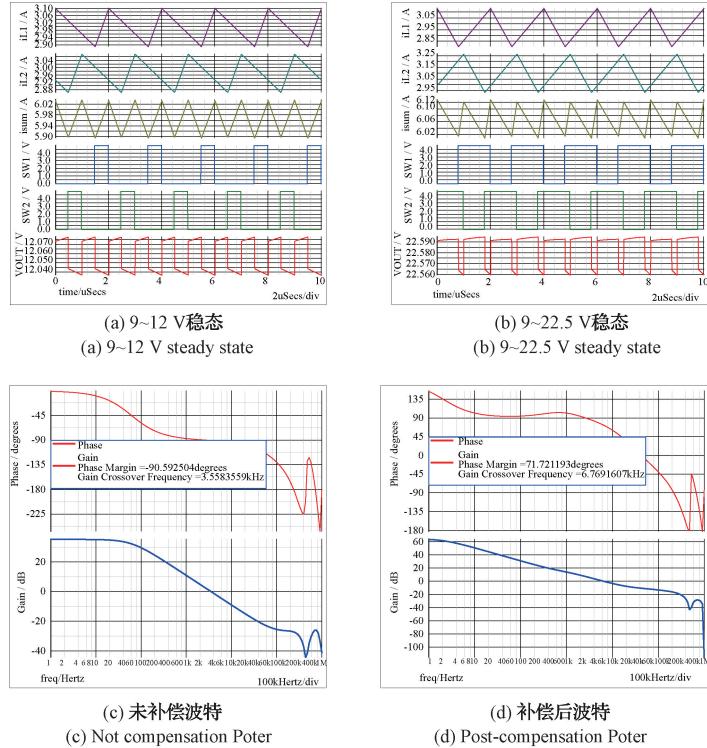


图 6 仿真结果

Fig. 6 Simulation result diagram

从系统的稳定输出波形得到,系统开关的频率为输出端电压波动范围的频率的 1/2,且输出电压纹波低于 45 mV,与图 2 进行比较可知,理论分析与仿真结果基本一致。从系统补偿波形可以看出,补偿后系统低频增益提高,高频抗干扰能力提高,对比图 5 看出,仿真与理论计算基本一致。

4 电源模块设计

电源模块的设计指标如下:系统工作频率为 500 kHz,输入电压为 9 V,12 V 的输出电压,负载电流为 3 A,输出电压纹波小于 45 mV,峰值转换效率可达 90%。两路 Boost 升压电路可以工作在交错并联状态,此时输出负载电流可达 6 A,也可以实现每路单独工作,带载电流为 3 A;输出端的电压波动范围小于 45 mV,峰值转换效率最多可达 90%。

4.1 SOC 设计

芯片内部集成逻辑控制和 4 个开关管,电流的采样通过获取第 1 路 Boost 拓扑结构的同步整流管两端电压下降方法来实现,结构如图 7 所示。

将输出电压通过运算放大器产生电流信号与谷值电

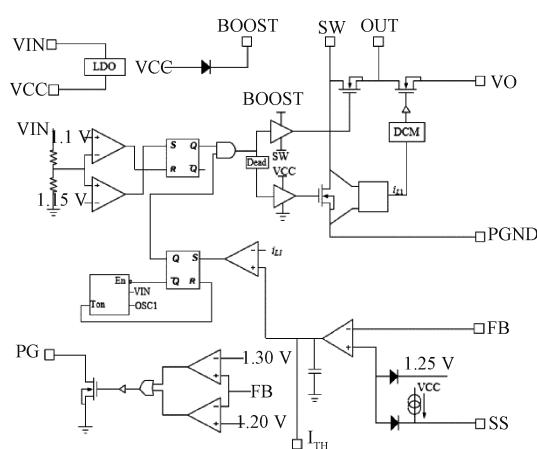


图 7 芯片内部设计示意图

Fig. 7 Schematic diagram of the chip internal design

流 i_{L1} 进行比较,实现谷值电流模控制;通过芯片内部振荡器(oscillator, OSC)振荡产生脉冲与 RS 触发器和计时器相结合产生脉冲控制信号。AOT 控制降低了设计的复杂度,控制容易实现且提高系统的稳定性。芯片采用对称式

设计,可以抵消器件之间的相互作用,逻辑部分位于芯片中央,开关管位于芯片两侧,芯片的尺寸为 $3\text{ mm} \times 3\text{ mm} \times 0.3\text{ mm}$ 。

4.2 电源模块设计

电源模块的封装形式为球栅阵列封装(ball grid array, BGA),铜基板层数为4层。内部控制的核心芯片、两个感值为 $1\mu\text{H}$ 的电感和电容等器件按照图8所示布局方式进行封装。

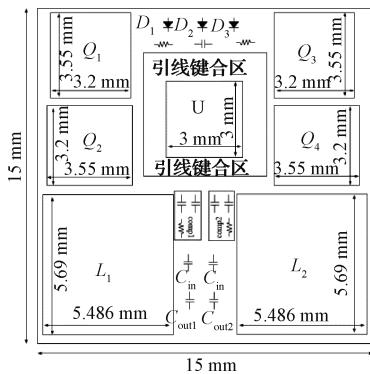


图8 模块内部结构

Fig. 8 Internal structure diagram of the module

4.3 电源模块

按照电源模块的布局以及封装形式封装后,得到的电源模块的实物如图9所示。

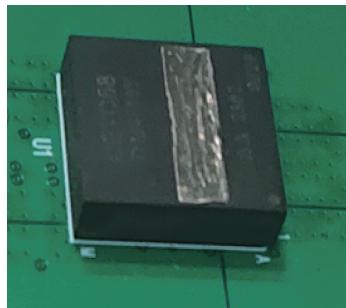


图9 电源模块实物

Fig. 9 Physical diagram of the power supply module

5 实验验证

利用实验设备对该电源模块进行实验数据测量平台的搭建,平台完成后测量电源模块的各方面性能参数波形,分析该电源模块并与同类电源模块参数进行对比,体现该电源模块的性能优劣。

5.1 实验环境搭建

利用直流电源为该电源模块提供直流稳定电压;直流电子负载为电源模块提供负载电流;电流钳测量电源模块负载电流突变情况;示波器测量显示电源模块的重要节点波形,具体实验平台搭建如图10所示。



图10 实验平台搭建

Fig. 10 Experimental platform construction

5.2 实验波形测量

图11(a)所示为每路Boost独立运行时波形,可以看出输出电压纹波为60 mV,输出电流为3 A,与设计参数一致。图11(b)所示为两路Boost交错并联工作时的脉冲波形,上面为通道一的 SW_1 波形,下面为通道二的 SW_2 波形,两路驱动信号下降沿相差 180° 与控制策略一致,同时电压纹波为20 mV左右比单路工作电压纹波小得多,体现了交错并联控制策略的优越性。图11(c)所示为电感电流从3 A突变到6 A时,输出电压变化波形。图11(d)所示为阶跃突变时的放大实验波形,通过该波形可以清晰的分析出输出端电压波动的最大值为30 mV,稳定的时间大概为50 μs ,由此体现出该模块电源的稳定性较好、动态响应速度快。

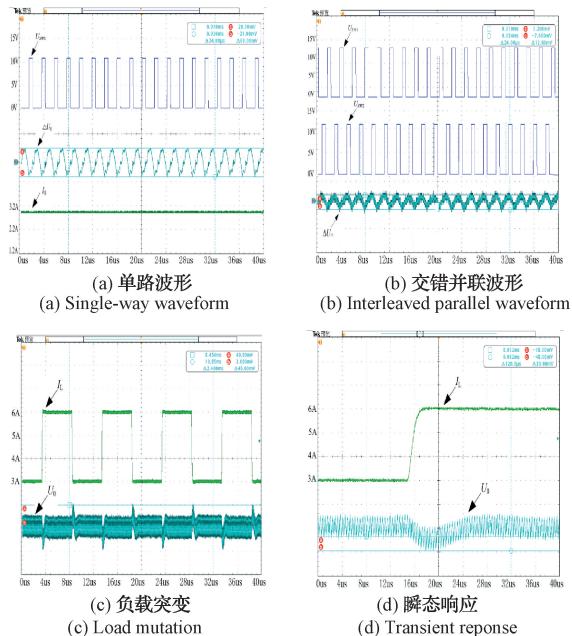


图11 实验波形

Fig. 11 For the experimental waveform

该模块电源工作在9 V输入,12 V输出时采集的数据绘制而成的效率曲线如图12所示,可以看出,当负载电流为2 A左右时效率达到最大值,约为90%,全负载范围

内效率均高于 82%，整体性能较好。

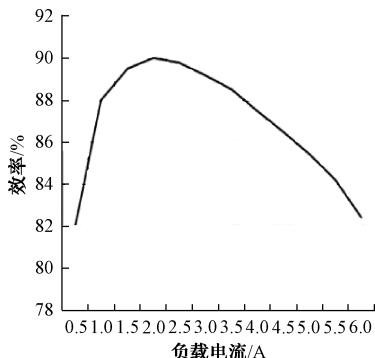


图 12 效率曲线

Fig. 12 The efficiency curve

5.3 电源模块对比

本文设计的电源模块与 MXDD50-36S24 电源模块进行对比,具体的对比结果如表 1 所示。

表 1 电源模块与 MXDD50-36S24 对比

Table 1 Compensation of this power supply module and MXDD50-36S24

对比	MXDD50-36S24	本文电源模块
输入—输出/V	9~12	9~12
负载电流/A	2.5	6
效率/%	80	82
封装尺寸/mm	80×55×21	30×24.5×3.2

通过该电源模块与 MXDD50-36S24 电源模块对比可知,该电源模块负载电流大、转换效率高、封装尺寸小等优点。

6 结 论

使用交错并联的 Boost 拓扑结构,设计一款 AOT 控制的尺寸为 15 mm×15 mm×3 mm 的轻薄型模块电源,输入电压为 9 V,输出电压为 12 V,输出端负载电流为 3 A。实现 9 V 输入转 12 V 输出,负载电流为 3 A。可以实现每路单独工作,每个通道提供 3 A 负载电流,亦或两路 Boost 工作在交错并联的形态,实现相间电流均流,超低输出电压纹波,输出负载电流可达 6 A。控制逻辑和开关管集成在同一硅芯片上,因此模块电源体积小、瞬态响应速度快,可靠性高。

参 考 文 献

- [1] KUMAR P P, KUMAR S S. Isolated interleaved boost converter based single-phase grid-interfaced photovoltaic system[J]. Electric Power Components and Systems, 2024, 52(8): 1352-1367.
- [2] KARTHIKEYAN V, JAMUNA V, RAJALAKSHMI D. Interleaved boost converter for photovoltaic energy generation [J]. Applied Mechanics and Materials, 2014, 3407(622-622): 97-103.
- [3] 刘帅, 韦莉, 张逸成, 等. 椭合电感式新型交错 Boost 软开关变换器研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2014, 28(12): 1340-1347.
- [4] LIU SH, WEI L, ZHANG Y CH, et al. Study on coupled inductor [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2014, 28(12): 1340-1347.
- [5] 崔楠, 许家群. Buck 变换器导通模式转换滑模 PI 混合控制策略[J]. 仪器仪表学报, 2022, 43(5): 254-262.
- [6] CUI N, XU J Q. Buck converter leads the mode conversion sliding mode PI hybrid control strategy[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2022, 43(5): 254-262.
- [7] MOTHAFAR A D R M. Peak current mode control of a two-module independent-input series-output boost converter with mismatched inductors [J]. Mathematical Modelling of Engineering Problems, 2023, 10(5): 1751-1762.
- [8] NUGROHO A, RIJANTO E, ROZAQI L. Buck converter control for lead acid battery charger using peak current mode[J]. International Journal of Power Electronics and Drive Systems, 2017, 8(2): 686-694.
- [9] LI Z, JI Y, YANG S, et al. A dual-mode high-voltage high-efficiency peak-current-mode asynchronous buck converter [J]. Journal of Circuits, Systems and Computers, 2016, 25(11): 1650136-1650136.
- [10] HUANG P R, CHANG C Y. Design of DC-DC buck converter based on improved voltage-mode COT control [J]. Journal of Circuits, Systems and Computers, 2023, 32(4): 2350063.
- [11] YI C T, YUAN J L, PING C C C. A Quasi-V2 hysteretic buck converter with adaptive COT control for fast DVS and load-transient response in RF applications[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2020, 67(3): 531-535.
- [12] KENG C, JAMES G, KANG P, et al. Buck circuit design with pseudo-constant frequency and constant on-time for high current point-of-load regulation[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2021, 68(10): 4062-4075.
- [13] 郭文君, 姜帆, 贾立朋, 等. 基于 FPGA 的开关电源数字控制技术[J]. 电子测量技术, 2021, 44(15): 172-176.
- [14] GUO W J, JIANG F, JIA L P, et al. Digital control technology based on FPGA [J]. Electronic

- Measurement Technology, 2021, 44(15): 172-176.
- [12] 莫恭防, 韩鹏, 玉升灿, 等. 基于同步整流技术的高效率恒压恒流电源[J]. 国外电子测量技术, 2021, 40(12): 102-107.
- MO G F, HAN P, YU SH C, et al. High efficiency constant voltage constant current power supply based on synchronous rectification technology[J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2014, 40(12): 102-107.
- [13] DASARI S M, MANI V, MOPIDEVI S. Fuel cell-based high-gain boost converter fed single-phase multi-level inverter controlled by FPGA controller [J]. JNMES, 2021, 24(3): 208-217.
- [14] FRANCESCO S, RUDIGER K, NEIL G, et al. A hysteretic buck converter with 92.1% maximum efficiency designed for ultra-low power and fast wake-up SoC applications[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2018, 53(6): 1856-1868.
- [15] LEE Y H, HUANG S C, WANG S W, et al. Power-tracking embedded buck-boost converter with fast dynamic voltage scaling for the SoC system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27 (3): 1271-1282.

作者简介

左官芳,高级工程师,主要研究方向为电源及煤矿安全供电。

E-mail: zgf@cwxu.edu.cn

魏雪义(通信作者),硕士研究生,主要研究方向为开关电源。

E-mail: 20211249693@nuist.edu.cn