航天用高效率半导体激光器驱动电源

吴嘉文,齐　雨,吴新科
(浙江大学 电气工程学院,浙江 杭州 310027)

摘　要: 随着航天用半导体激光器功率的增加,对其驱动电源的效率提出了更高的需求,采用传统硬开关变换方式的反激已经无法满足效率要求。针对此问题,基于高可靠性器件和反激拓扑,研究一种高效率的恒流源实现方法。反激主电路采用准谐振的工作模式,谷底开通方式使其开关损耗大幅下降。利用一个电流互感器配合简单外围电路实现电流过零检测、输出电流平均值检测以及同步整流驱动三个功能,进一步降低了辅助电路的损耗。搭建了实验样机进行效率测试。结果表明:采用此设计方案的样机在额定负载下效率可以达到92%以上。

关键词: 反激; 高效率; 恒流源; 电流互感器; 半导体激光器
中图分类号: TN 248.4　　**文献标志码:** A　　**DOI:** 10.19328/j.cnki.1006-1630.2020.02.011

High-Efficiency Laser Diode Driver for Aerospace Applications

WU Jiawen, QI Yu, WU Xinke
(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, Zhejiang, China)

Abstract: With the increase in the laser diode power for aerospace applications, higher demands are put forward on the efficiency of drive power supplies, and the flyback of traditional hard-switching mode has been unable to meet the efficiency requirements. In terms of this problem, based on high reliability devices and flyback topologies, a method for high-efficiency constant current source is studied. The quasi-resonant mode is used in the main flyback circuit, and the switching loss is greatly reduced by valley-switching. A current transformer combined with a simple peripheral circuit is used to achieve three functions, i.e., current zero-crossing detection, average output current detection, and synchronous rectification drive, which further reduces the loss of the auxiliary circuit. An experimental prototype is built for efficiency testing. The results show that the efficiency of the prototype with this design scheme can reach over 92% under the rated load.

Key words: flyback; high efficiency; constant current source; current transformer; laser diode

0　引言

半导体激光器由激光二极管(Laser Diode, LD)串联成阵列构成,LD本身具备体积小、重量轻、寿命长、器件结构紧凑、工作性能稳定等一系列优点,在军事、医疗、工业生产、光纤通讯等高尖端技术领域发挥着举足轻重的作用,是目前应用最为广泛的光学器件之一[1-2]。另外,LD模块最重要的特点是输出光的强弱可由输入电流直接调制[3-4],因此,对于与其相配套的激光电源就提出了更加严格的要求。激光电源直接影响着整个激光器的输出功率、使用寿命、整机体积等,是决定激光器整体性能的重要因素。有时候,驱动电源的质量将直接决定激光器的性能能否达标[5]。驱动电源效率的提高可以增加系统的能量利用率,延长供电电池的使用时间。随着半导体技术的发展,半导体激光器的输出功率在不断增加[6-7]。对于航天等空间有限的应用场合,为了实现有效载荷轻量化,在相同的散热条件下,就必须提高驱动电源的效率[8-9]。

为了尽量减小输出纹波和提高输出精度,传统的半导体激光器驱动电源大多采用线性电源结构,

收稿日期: 2019-11-08; **修回日期:** 2020-02-06
作者简介: 吴嘉文(1993—),男,硕士研究生,主要研究方向为高效率高密度电源。
通信作者: 吴新科(1978—),男,教授,主要研究方向为高效率高密度电源。

这就使得系统体积变大,效率降低[10]。结构简单的单管拓扑,如反激、正激电路等,在控制上大多采用电流连续模式硬开关,此种方式相比线性电源结构,效率有所提高,但仍然无法满足目前的效率需求。有学者利用软开关、同步整流等技术,且采用较为复杂一些的拓扑结构来进一步提高效率[11]。但在航天领域,由于需要采用高可靠性的器件,这些复杂结构较难实现。而准谐振反激拓扑不仅能够消除整流元件的反向恢复损耗,还能降低原边开关管的开通损耗。因此,本文采用单管的反激拓扑,结合准谐振软开关方法、同步整流等技术的优点,通过控制方法的改进设计和优化,实现航天领域可用的高效驱动电源。

1 准谐振反激拓扑结构与典型波形

准谐振反激DC-DC电路及其稳态工作波形如图1所示。当主管S_1关断后,副边电流逐渐下降。经过一段时间后,副边电流会在t_3时刻减小为零,实现副边整流管的自然关断。在过零点之后,原边开关管S_1保持关断状态,于是激磁电感和主开关管S_1的结电容进行谐振。由于漏感感值相对较小,可以忽略,谐振周期可以近似由下式给出:

$$T_r \approx 2\pi\sqrt{L_m C_{oss}} \tag{1}$$

同时,谐振的谷底电压值为

$$V \approx V_{in} - nV_o \tag{2}$$

式中:V为DS电压谷底值。在过零点之后,延时半个谐振周期开通就可以实现谷底开通,从而减少开通损耗。

2 主电路参数设计

2.1 变压器变比

由于航空领域对可靠性的要求十分高,器件选择就必须考虑降额。在这里使用的降额标准为GJB/Z 35-93中的最高降额等级。由于输入电压最高为160 V,根据降额要求,只能选择500 V以上的高可靠MOSFET器件。而变压器变比n的选择会严重影响器件的耐压裕量。不妨定义变压器变比n为原边比副边,电压裕量与n的关系如图2所示。如果不考虑漏感的话,根据降额标准,需要留40%的耐压裕量,如图2中黑色虚线所示,此时变比能取5.5~8.5之间。但是在实际工作的时候,由于变压器存在漏感,原边的电压会有过冲,电压应力会相应增大,所以原边需要留更大的电压裕量。

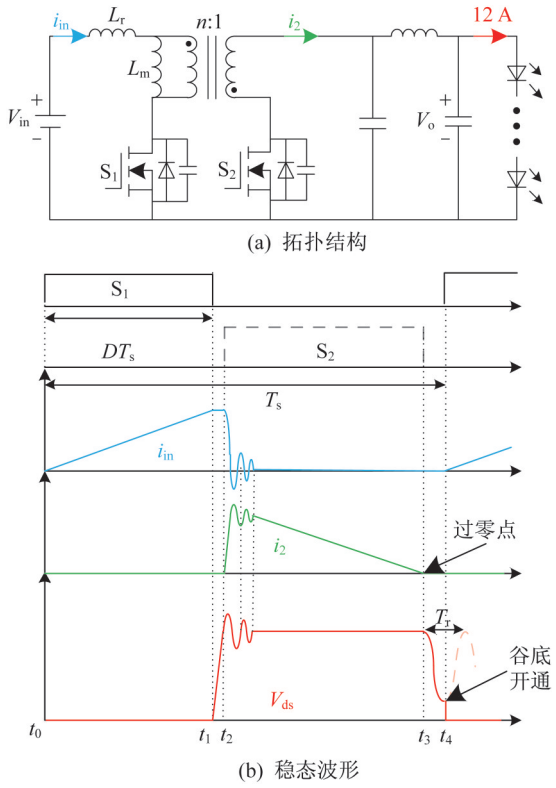


图1 共地反激拓扑与稳态波形

Fig.1 Topology and steady-state waveforms of common ground flyback

另外,由于副边是同步整流,在临界模式下可以实现零电流关断,电压过冲非常小,副边整流管的电压裕量可以按40%取。最终变比取整,数值为6或者7,为了让原边耐压裕量更大一些,在本设计中变比取为6。

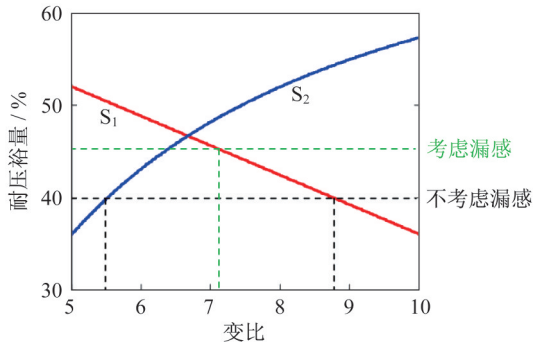


图2 变压器变比n与器件耐压裕量

Fig.2 Relationship between the transformer ratio n and the voltage margin

2.2　励磁电感量设计

由于输出是恒流源，额定为 12 A。输出电容的平均电流为零，因此，副边开关管的电流平均值就等于输出的恒流源。在额定工作状态下，副边电流平均值为 12 A。

临界模式的 flyback 和连续模式一样，电压增益公式如下：

$$nV_o = \frac{V_{in}D}{1-D} \tag{3}$$

这样，根据输入和输出电压就可以得到占空比的值。根据上文，副边的电流平均值等于输出电流，峰值电流表达式为

$$I_o = 0.5(1-D)T_s I_{s2pk} \tag{4}$$

有了副边的电流峰值，可以进一步得到原边的电流峰值表达式为

$$\frac{V_{in}}{L_m}DT_s = \frac{I_{s2pk}}{n} \tag{5}$$

式中：n 为变压器变比。

将以上 3 个等式联立消去电流峰值与占空比，就可以得到频率与输入输出电压以及励磁电感感值的关系：

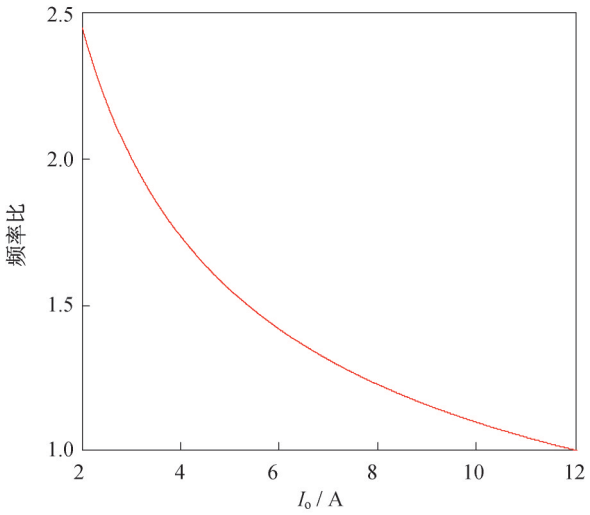
$$L_m f_s^2 = \frac{n^2 V_o V_{in}^2}{2I_0(nV_o + V_{in})^2} \tag{6}$$

由式(6)可以得出结论：在输入电压、输出电压、输出电流不变的情况下，频率和励磁电感感值的乘积保持不变。实际励磁电感值的选取根据额定工况运行频率即可得到。

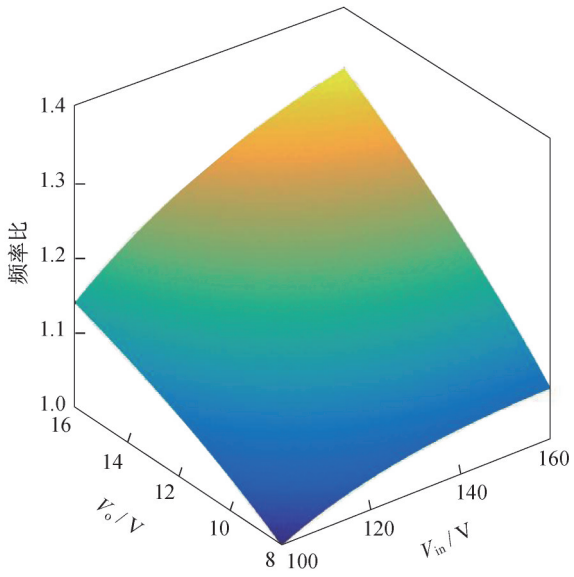
2.3　频率变化范围与效率对比

根据式(6)，可以得到在变压器变比确定的情况下，频率随输入输出电压的变化关系，如图 3 所示。在相同负载电流下，最高频率是最低频率的 1.3 倍左右。随着负载电流的降低，开关频率相应上升，输出电流从 12 A 降至 2.0 A，开关频率提高至 2.5 倍左右。

对于开关管的损耗部分[12]，图 4 详细给出了和硬开关方案的损耗对比。由于本设计方案工作在临界模式，电流有效值比传统的硬开关方式大，因此，原边和副边的导通损耗都会更大一些。但是，开关损耗大幅降低，重载情况下损耗低于硬开关的 1/2。在轻载条件下，由于本设计方案频率会升高，和硬开关方案相比损耗优势有所减小。



(a) 频率随负载变化关系



(b) 频率随输入输出电压的变化关系

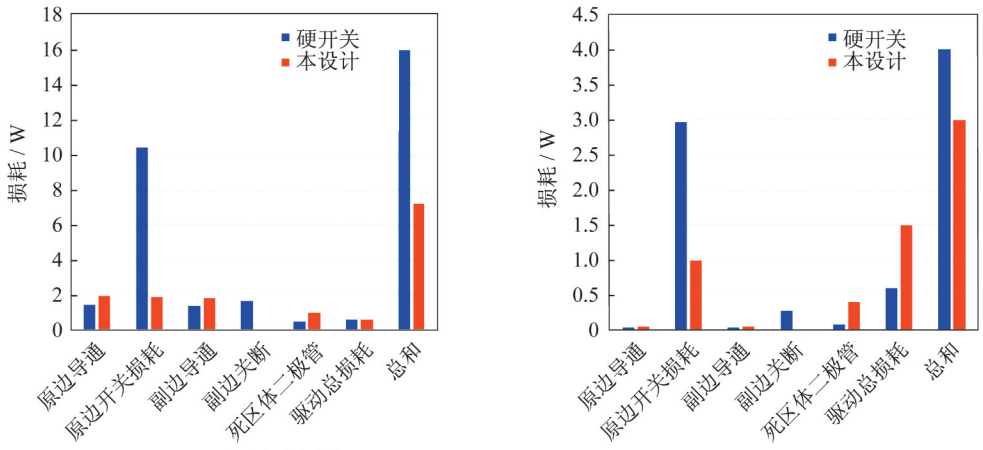
图 3　开关频率变化范围

Fig.3　Switching frequency range

3　电流互感器的设计

3.1　电流互感器相关设计框图

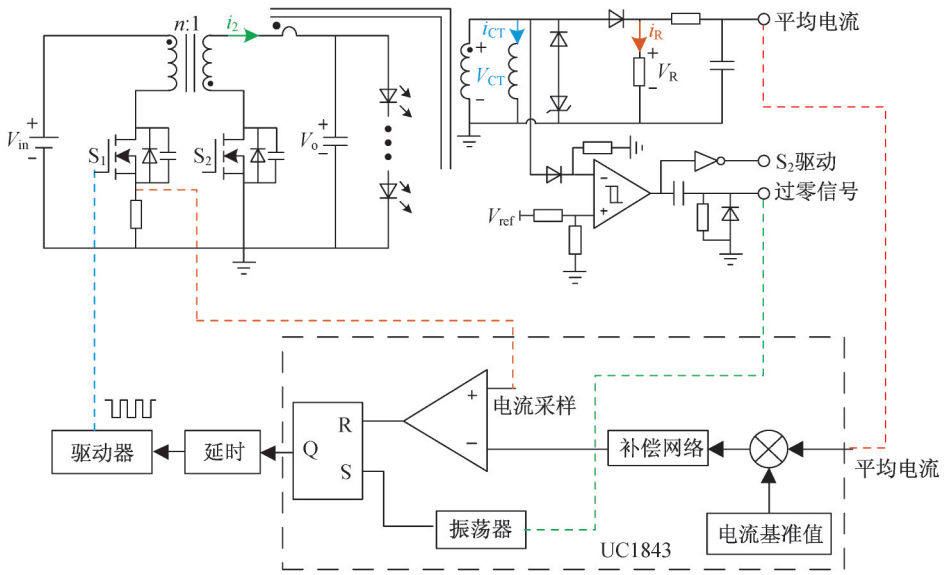
系统的控制框图如图 5 所示。由于变换器要求恒流 12 A 输出，所以电流必须进行闭环。此外，由于临界模式需要在过零点延时半个谐振周期后开通主管，峰值电流控制作为电流内环比较合适。整个闭环控制需要的资源都集成在了 UC1843 这个电流模式脉冲宽度调制(PWM)芯片中，在一定程度上保障了控制的可靠性。



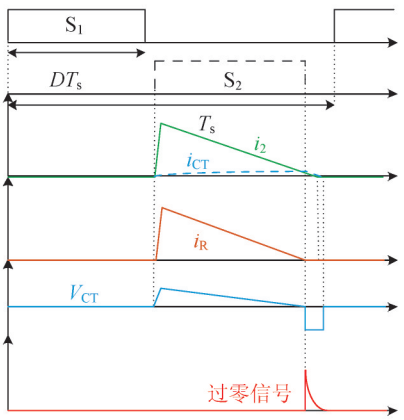
(a) 12 A输出损耗对比　　(b) 2 A输出损耗对比

图 4　损耗对比

Fig.4　Loss comparison



(a) 电流互感器在控制中的作用



(b) 电流互感器相关波形

图 5　电流互感器相关设计

Fig.5　Design related to the current transformer

3.2　过零信号与同步整流驱动信号

如何产生过零信号是本设计中比较重要的一个问题，通常过零检测有辅助绕组检测、电阻检测以及电流互感器检测等。辅助绕组检测在这种同步整流的场合原理上无法使用。考虑到电阻检测一方面功耗比较大，另一方面在零附近可能会有比较大的噪声，会影响过零点的检测，在本设计中采用电流互感器的方法进行过零点检测。图 5 给出了示意波形，电流互感器原副边的电流满足变比关系，因此，电阻上的电压 V_R 就和副边电流 i_2 成比例。当主电路副边电流大于零时，电流互感器副边绕组电压就近似等于电阻上的电压 V_R。电流下降为零后，二极管失去整流作用，电流互感器副边绕组电压将在漏感的作用下逐渐负向增加，以达到退磁的效果。为了防止负向电压过大损坏器件，本设计采用二极管反向串联稳压管的方法来进行钳位。于是可以得到电流互感器副边绕组电压 V_{CT} 在一个开关周期的波形，如图 5 所示。将其与接近零的一个参考值做比较，再经过微分电路之后就可以得到如图 5 所示的过零信号波形，用此信号同步 UC1843 的振荡器即可实现控制上的变频。

从图 5 可以看出，通过电流互感器可以把副边的电流波形转换为电压信号，同步整流的驱动信号和过零方波信号互补，逻辑上只需要反向一下即可。图 5 中用反向器来简单表达，但是实际使用时这样不仅会带来比较大的延时，增加了副边开关管的损耗。同时，阈值电压也不能另外设定，调节自由度欠缺。采用另一个比较器就可以解决上述问题，而且两通道的比较器芯片也较常见。

3.3　输出电流平均值检测

作为恒流源输出，输出电流的采样是必不可少的。为了降低采样功耗，如果直接用电阻采样，则信号幅值就会比较小，易受干扰。本设计中，利用了电流互感器得到的电流信息，将其取平均，就得到了输出的平均电流。这样信号幅值不仅较大，采样也不会有较大的损耗。

由于实际的 CT 都存在励磁电感，实际得到的电流信号是主电路副边电流和 CT 励磁电流之差，所以有必要分析励磁电流对采样精度的影响。电流互感器的励磁电压由二极管的管压降和电阻电压组成，可由下式给出：

$$V_{CT} = V_D + i_2 R_{CT}/n_{CT} \tag{7}$$

式中：n_{CT} 为 CT 副边比原边的变比。

将式(6)做积分之后，就可以得到折算到原边的励磁电流，峰值表达式为

$$i_{CTpk} = \frac{V_D T_{sec} + 0.5 i_{2pk} T_{sec} R_{CT}/n_{CT}}{L_{CT} n_{CT}} \tag{8}$$

式中：L_{CT} 为原边一圈的励磁电感感值；T_{sec} 为副边开关管导通时间。

由电流表达式进行平均运算即可得到平均值为

$$i_{CTavg} = \frac{0.5 V_D T_{sec}^2 + \dfrac{R_{CT} 2 I_o T_{sec} T_s}{3 n_{CT}}}{L_{CT} n_{CT} T_s} \tag{9}$$

通过式(9)不难发现，励磁电流的平均值和二极管管压降、电阻阻值、励磁电感大小、变比等都有关。在变比为 100、励磁电感为 300 nH、二极管管压降为 0.3 V 的条件下，就可以得到在输出电流都为 12 A 的条件下，采样变化范围不大，如图 6 所示。

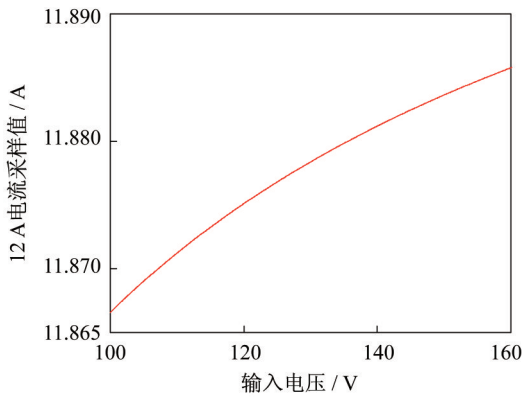


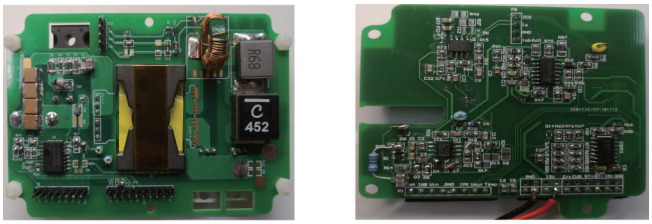
图 6　不同输入电压下电流采样值

Fig.6　Current sampling values under different input voltages

4　实验验证

为了验证上述分析和设计的有效性，搭建了 100～160 V 输入、8～16 V 输出，额定 12 A 输出的样机。样机照片如图 7 所示，其中采用与高可靠性器件导通电阻相近的工业器件，并且通过并联电容来达到相似的结电容。

图 8 所示为器件应力相关波形。由图 8 可见，原边 DS 电压不到 250 V，副边电压不到 35 V，都完全满足应力要求。从原边 GS 来看，当原边 DS 震荡到接近谷底时，GS 才置高，实现了谷底开通。由图 8 过零相关实验波形可以看到，当 CT 电压下降到零时，代表副边电流过零，此时比较器产生过零的方

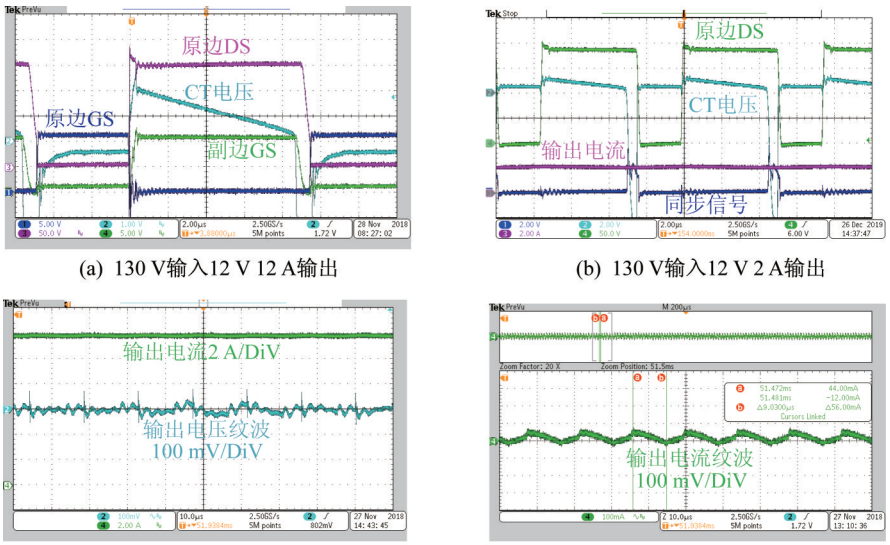


(a) 主电路 (b) 控制电路

图 7 样机照片

Fig.7 Pictures of the prototype

波信号,此信号经过微分电路、同步振荡器,波形与理论完全符合。当轻载为 2 A 时,频率实验大约是 12 A 的 2.2 倍,与理论基本吻合。由图 8 纹波相关实验波形可以看到,实验电压噪声峰峰值小于 300 mV,电流纹波峰峰值小于 100 mA。



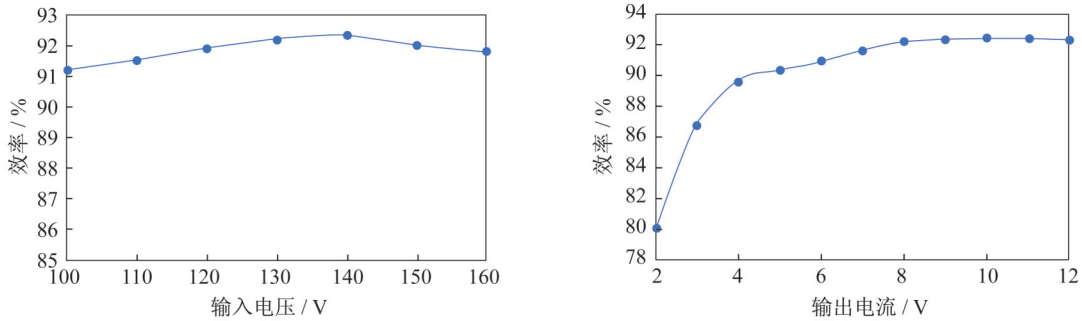
(a) 130 V输入12 V 12 A输出 (b) 130 V输入12 V 2 A输出

(c) 输出电流与输出电压纹波 (d) 输出电流纹波

图 8 稳态工作波形

Fig.8 Steady-state waveforms

在不同输入条件下,额定输出的效率曲线如图 9 所示。由图 9 可见,经过前面的设计,最高效率可以达到 92% 以上;随着负载的减轻,效率有所下降,当轻载为 2 A 时,本设计方法的效率在 80% 左右。



(a) 额定12 V 12 A输出效率曲线 (b) 不同输出电流效率曲线

图 9 效率曲线

Fig.9 Efficiency curves

5 结束语

本文针对航天用半导体激光器驱动电源，基于高可靠性器件和反激拓扑，研究了一种高效率的实现方法。通过平面变压器绕组交错的设计，使漏感大幅减小，吸收电路损耗减小一个数量级。电流互感器实现了过零检测、电流平均值检测以及同步整流驱动信号的产生三个功能，进一步降低了辅助电路的损耗。基于本设计方案的样机，实验测得峰值效率超过92%，并且轻载效率超过80%。但是本文未对其可靠性做分析或测试，因此，后续将研究在考虑可靠性时保护电路的设计、故障状况的处理等问题，以保证航天的应用需求。

参考文献

[1] 孙文，江泽文，程国祥．固体激光工程[M]．北京：科学出版社，2002：292.

[2] 梁恩籍．高性能半导体激光器驱动技术研究[D]．西安：陕西师范大学，2017.

[3] THOMPSON M T. High power diode driver based on power converter technology [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1997, 12(1): 46-52.

[4] 林咏海．一种半导体激光器驱动电源的设计[J]．激光杂志，2006，12(1)：58.

[5] LU G, XIE S, HAO M, et al. High power diode lasers reliability experiment [C]// 2013 International Conference on Optical Instruments and Technology: Optical Systems and Modern Optoelectronic Instruments. Beijing: International Society for Optics and Photonics, 2013: 90421H

[6] 王德，李学千．半导体激光器的最新进展及其应用现状[J]．光学精密工程，2006，9(3)：22-26.

[7] 杨红伟，黄科，陈宏泰，等．高效率大功率连续半导体激光器[J]．微纳电子技术，2010，47(2)：71-75.

[8] 姚崇斌，徐红新，赵锋，等．微波无源遥感有效载荷现状与发展[J]．上海航天，2018，35(2)：1-12.

[9] 傅丹膺，满益云，李瀛搏，等．微纳卫星光学有效载荷的发展机遇与挑战[J]．航天返回与遥感，2018，39(4)：64-69.

[10] 朱方顺．高效率高功率半导体激光器电源的研究与开发[D]．武汉：华中科技大学，2014.

[11] 王志强．基于LLC谐振技术的高功率半导体激光器驱动电源研究[D]．武汉：华中科技大学，2015.

[12] REN Y, XU Y, ZHOU J, et al. Analytical loss model of power MOSFET [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(2): 310-319.

（上接第 45 页）

[9] ZHENG J, TANG M, HU Y, et al. Lithium ion pathway within $Li_7La_3Zr_2O_{12}$-polyethylene oxide composite electrolytes [J]. Angewandte Chemie International Edition, 2016, 55(40): 12538-12542.

[10] LI Y, XU B, XU H, et al. Hybrid polymer/garnet electrolyte with a small interfacial resistance for lithium-ion batteries [J]. Angewandte Chemie International Edition, 2017, 56(3): 753-756.

[11] MARCANO D C, KOSYNKIN D V, BERLIN J M, et al. Improved synthesis of graphene oxide [J]. ACS Nano, 2010, 4(8): 4806-4814.

[12] HUMMERS S W, OFFEMAN R E. Preparation of graphitic oxide [J]. Journal of the American Chemical Society, 1958, 80(6): 1339-1339.

[13] ZHANG X, MA L, GAN M, et al. Fabrication of 3D lawn-shaped N-doped porous carbon matrix/polyaniline nanocomposite as the electrode material for supercapacitors [J]. Journal of Power Sources, 2017, 340: 22-31.

[14] YOON S A, OH N R, YOO A R, et al. Preparation and characterization of ta-substituted $Li_7La_3Zr_{2-r}O_{12}$ garnet solid electrolyte by sol-gel processing [J]. Journal of the Korean Ceramic Society, 2017, 54(4): 278-284.

[15] JANANI N, RAMAKUMAR S, DHIVYA L, et al. Synthesis of cubic $Li_7La_3Zr_2O_{12}$ by modified sol-gel process [J]. Ionics, 2011, 17(7): 575-580.

[16] LI H, LIU X, QI S, et al. Graphene oxide facilitates solvent-free synthesis of well-dispersed, faceted zeolite crystals[J]. Angewandte Chemie International Edition, 2017, 56(45): 14090-14095.