

应用于电推进系统的宽输入电压范围高压电源研究*

施凯敏^{1,2}, 张东来³, 王子才¹, 张 华², 吕文琪³

(1. 哈尔滨工业大学 航天学院, 黑龙江 哈尔滨 150001; 2. 深圳航天科技创新研究院电力电子所, 广东 深圳 518057;
3. 哈尔滨工业大学(深圳) 机电工程与自动化学院, 广东 深圳 518055)

摘 要: 电推进电源(Power Processing Unit, PPU)是电推进系统的核心单机, 其体积、重量及关键技术难度往往超过推力器本身。屏栅电源及阳极电源这类大功率高压电源是电推进电源系统的核心部件。针对多模式切换电推进系统的需求, 提出了一种适用于宽输入电压范围屏栅电源的两级式功率拓扑架构, 前级为两相交错并联 Boost 拓扑以实现宽范围调压, 后级为工作于最优频率点的不控谐振拓扑以实现高变比隔离升压。研究该功率拓扑架构的控制方式及磁性器件的设计原则并最终给出了相应的实验结果。

关键词: PPU; 屏栅电源; 交错并联 Boost; 谐振

中图分类号: TN86

文献标识码: A

DOI: 10.16157/j.issn.0258-7998.200880

中文引用格式: 施凯敏, 张东来, 王子才, 等. 应用于电推进系统的宽输入电压范围高压电源研究[J]. 电子技术应用, 2021, 47(3): 91-96.

英文引用格式: Shi Kaimin, Zhang Donglai, Wang Zicai, et al. Research on high-output-voltage power supply with wide input voltage range for electric propulsion system[J]. Application of Electronic Technique, 2021, 47(3): 91-96.

Research on high-output-voltage power supply with wide input voltage range for electric propulsion system

Shi Kaimin^{1,2}, Zhang Donglai³, Wang Zicai², Zhang Hua³, Lv Wenqi³

(1. School of Astronautics, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China;

2. Shenzhen Academy of Aerospace Technology, Shenzhen 518057, China;

3. School of Mechanical Engineering and Automation, Harbin Institute of Technology (Shenzhen), Shenzhen 518055, China)

Abstract: Power Processing Unit (PPU) is the central part of the xenon ion electric propulsion system, and its size, weight, and key technical difficulties usually exceed the thruster itself. The high-power and high-output-voltage power supplies, such as beam supply and anode supply, are the main parts of the electric propulsion power system. In this paper, a two power stage beam supply topology is proposed to meet the requirement of multi-mode electric propulsion system. The front stage is an interleaved boost converter, which is adopted to adjust the total output voltage. The second stage is based on a full-bridge resonant converter able to provide very high output voltage, which operates the fixed optimum switching frequency. The power converter control strategy and design principles of magnetic components are studied and finally the corresponding experimental results are given to validate feasibility of the proposed converter in this paper.

Key words: PPU; beam supply; interleaved boost; resonant

0 引言

电推进具有比冲高、寿命长及转换效率较高等优点, 因此应用电推进可大大减少推进剂携带量, 增加航天器有效载荷, 降低发射成本。因此, 采用电推进是未来航天器发展的必然趋势^[1]。氙离子电推进及霍尔电推进是国际上航天器目前最广泛采用的电推进方式^[2]。

电推进系统一般由电推进电源系统(Power Processing Unit, PPU)、推进贮供系统及推力器组成, 其中 PPU 在电

推进系统中的地位十分重要。典型的氙离子 PPU 由屏栅电源、加速电源、阳极电源、阴极加热电源、阴极点火电源、阴极触持电源、中和器加热电源、中和器触持及中和器点火电源组成, 其中屏栅电源功率占氙离子 PPU 总功率的 80% 以上, 稳态输出电压在 1 000 V 以上。典型的霍尔 PPU 由阳极电源、阴极点火电源、阴极触持电源及阴极加热电源组成, 其中阳极电源功率占霍尔 PPU 总功率的 90% 以上, 稳态输出电压在 300 V 以上^[3]。因此屏栅电源及阳极电源这类大功率高压输出电源是目前氙离子电推进系统的核心部件, 是目前国内外学者研

* 基金项目: 中国博士后科学基金(2019M663094)

究的重点与难点^[4]。

日本三菱公司针对 200 mN 及 250 mN 量级霍尔 PPU 的阳极电源采用了两个功率变换器组合使用的方式实现升压大功率变换^[5],其中两个功率变换器的原边全桥逆变部分并联输入,副边倍流整流部分串联输出。该拓扑具有输出电压范围较宽、输出二极管应力小等特点。NASA 研制的千瓦量级霍尔 PPU 阳极电源拓扑结构采用了较为成熟的移相全桥拓扑,该拓扑能够在较宽的负载范围内实现零电压开通,从而使开关损耗较小,同时还可以改善 EMC 特性^[6]。NASA 格林研究中心针对 5~10 kW 量级离子电推进中屏栅电源宽输出电压范围的需求,提出了移相/PWM 混合控制双全桥拓扑^[7]。该拓扑原边包含两个并联的全桥功率变换,通过对原边开关管的开关控制可使副边的六个整流二极管工作在并联或串联的方式。该拓扑具有软开关、宽输入输出电压变化范围的特点。针对 AlphaBus 卫星平台及高效多级等离子体推力器对 PPU 的电性能需求,德国 Astrium 公司提出了一种平顶谐振拓扑结构^[8]。该拓扑较适用于输入输出电压都相对固定的场合,同时由于主功率变压器上的电流为方波,电流有效值较小,导通损耗较低,且变换器开关频率较低,因此该拓扑具有效率高、开关管应力低、易于并联等特点。

由以上可以看出,单级全桥拓扑以其功率变压器磁芯利用率高、开关管电压和电流应力小及结构简单等优点在目前的电推进电源系统中得到了广泛的应用。但是当电推进系统有多模式工作要求时,屏栅电源及阳极电源需具备宽输入输出电压范围工作能力,此时传统脉宽调制型全桥拓扑存在占空比变化范围大、设备利用率低、体积大及效率低等问题^[9-12]。因此,本文提出了一种适用于宽输入输出电压范围的两级式功率拓扑,如图 1 所示。前级为两相反向耦合交错并联 Boost 变换器,该变换器具有电感纹波小且效率较高等优点^[13-15],主要负责补偿输入母线电压及宽范围调节输出电压;而后级为工作于最优频率点的不控谐振拓扑,效率较高,主要负责高变比隔离升压。该拓扑架构的主要优点为功能去耦,输入输出电压调节范围较宽。

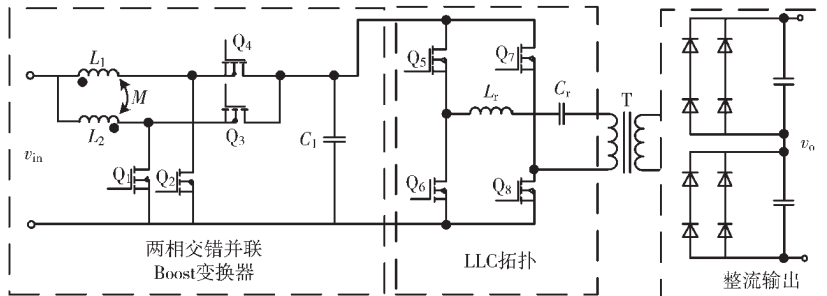


图 1 适用于宽输入输出电压范围的两级式功率拓扑

1 变换器特性

1.1 反向耦合交错并联 Boost 变换器等效电感分析

图 2 为反向耦合交错并联 Boost 变换器原理图。从

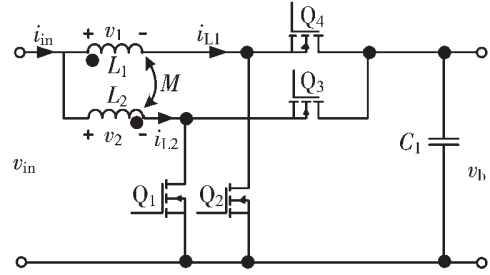


图 2 反向耦合交错并联 Boost 变换器

图中可得：

$$\begin{cases} v_1 = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} - M \frac{di_{L2}}{dt} \\ v_2 = L_2 \frac{di_{L2}}{dt} - M \frac{di_{L1}}{dt} \\ k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \end{cases} \quad (1)$$

式中 L_1 和 L_2 为耦合电感自感; M 为耦合电感互感; k 为耦合电感耦合系数。

假设耦合电感自感相等,即 $L_1=L_2=L$,则式(1)可简化为:

$$v_1 + k v_2 = (1 - k^2) L \frac{di_{L1}}{dt} \quad (2)$$

当变换器工作于稳态时,变换器输入输出电压关系为:

$$v_o = \frac{v_{in}}{1-D} \quad (3)$$

图 3 为交错并联 Boost 变换器反向耦合电感电压电流波形。从图中可以看出,变换器根据占空比小于或者大于 0.5 可工作于两种状态。根据图 3 中耦合电感两端的电压波形、式(2)及式(3)可知交错并联 Boost 变换器反向耦合电感在占空比 D 小于 0.5 或大于 0.5 的等效电感相等,均如等式(4)所示。两者唯一的不同是当 $D < 0.5$ 时,耦合电感电流纹波由 L_{eq1} 决定;而当 $D > 0.5$ 时,耦合电感电流纹波由 L_{eq3} 决定。

$$\begin{cases} L_{eq1} = \frac{(1-k^2)L}{1-kD/(1-D)} \\ L_{eq2} = (1-k)L \\ L_{eq3} = \frac{(1-k^2)L}{1-k(1-D)/D} \end{cases} \quad (4)$$

由以上分析及图 3 可得耦合电感纹波电流为:

$$\Delta i_L = \begin{cases} \frac{v_{in} D T_s}{(1-k^2)L} \left(1 - \frac{kD}{1-D} \right), & D < 0.5 \\ \frac{v_{in} (1-D) T_s}{(1-k^2)L} \left(1 - \frac{k(1-D)}{D} \right), & D > 0.5 \end{cases} \quad (5)$$

根据式(4)及式(5)可得在不同的耦合系数 k 的情况下,等效电感归一化系数(L_{eq}/L)及耦合电感纹波电流随占空比 D 变化而变化的曲线,如图 4 所示。

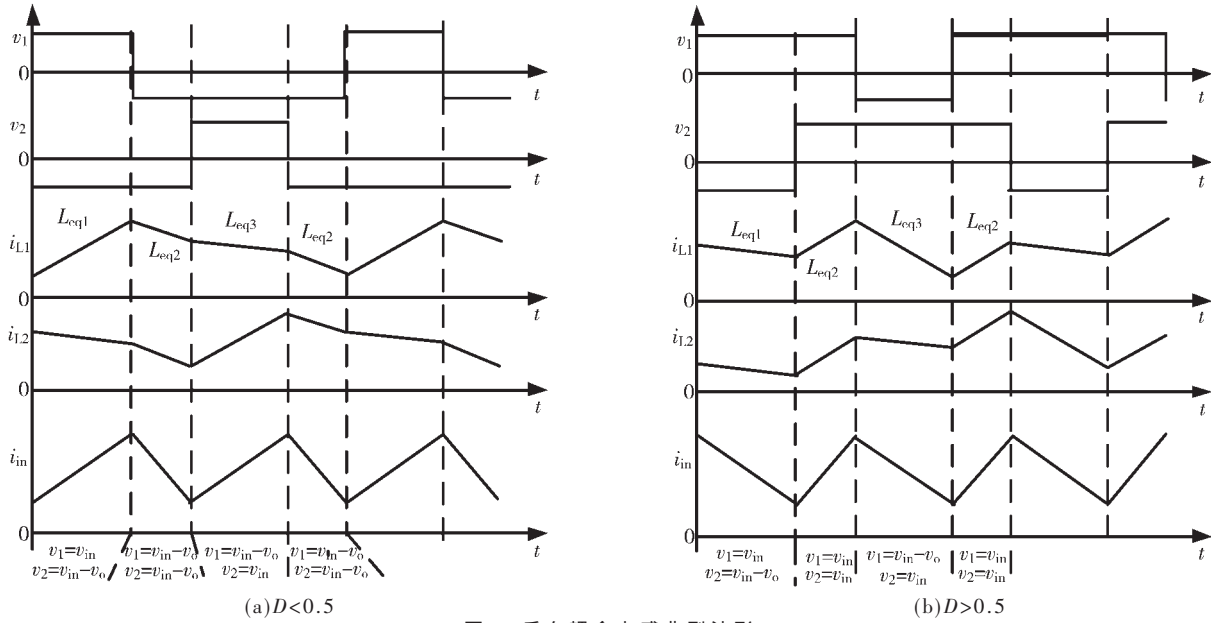
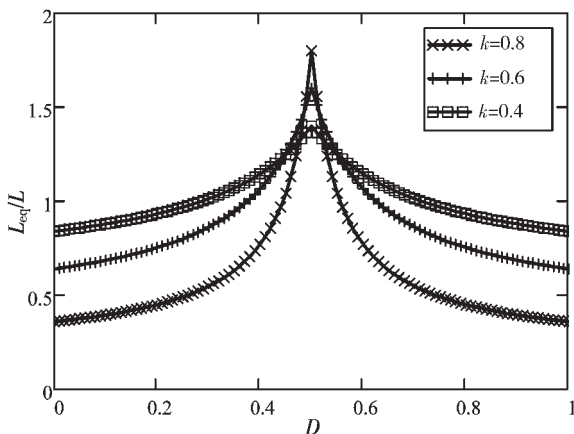
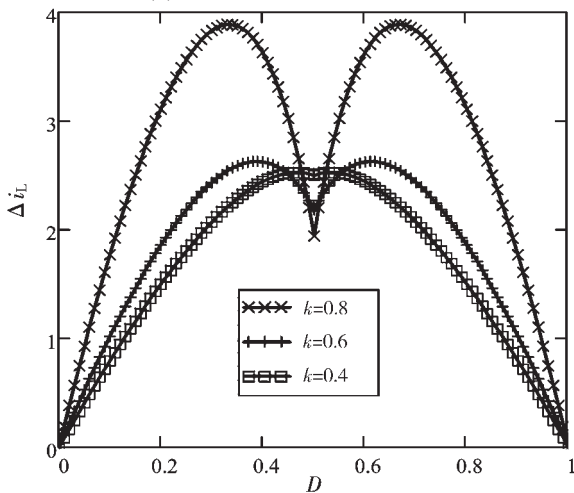


图3 反向耦合电感典型波形



(a) 等效电感归一化系数曲线图



(b) 纹波电流随 D 变化曲线图

图4 等效电感归一化系数及耦合电感纹波电流随占空比 D 变化曲线图

从图中可以看出,当占空比 D 小于 0.5 时,等效电感随着占空比的增大而增大;当 D 大于 0.5 时,等效电感随着占空比增大而减小,且等效电感在 $D=0.5$ 时达到最大值,此时耦合电感纹波电流也处于极小值。因此在设计耦合电感时应考虑将额定占空比设计在 0.5 左右使纹波电流较小,减小开关管电流峰值及有效值,达到减小开关管损耗及提高效率的目的。从图 4 中还可以看到,随着耦合系数的增大, $D=0.5$ 时的等效电感值也逐渐增大,但纹波电流并无明显的减小。且由式(4)及图 3 可知,变换器输入电流纹波随着耦合系数 k 的增大而逐渐增大,从而提高了输入滤波器的纹波抑制要求。

1.2 耦合电感磁芯设计

假设耦合电感两绕组对称,匝数一样,电流相等,若耦合电感磁芯的窗口面积完全被利用,可得式(6):

$$k_u W_a \geq 2NI_L/J \quad (6)$$

式中: k_u 为耦合电感填充系数; W_a 为磁芯窗口面积; N 为耦合电感匝数; J 为电流密度。

假设耦合电感采用环形粉芯磁性,则磁芯磁通强度 B 为:

$$B = \frac{N\mu(i_{L1} - i_{L2})}{l_e} \quad (7)$$

式中, l_e 为磁路长度。

耦合电感两绕组平均电流相等,从式(7)可以看出,耦合电感磁芯直流磁通抵消,只有交流磁通,且由图 3 可知,磁芯交流磁通峰峰值 ΔB 为:

$$\Delta B = \frac{N\mu\Delta i_{in}}{l_e} \quad (8)$$

式中, Δi_{in} 为交错 Boost 变换器输入电流峰峰值。

由图 3 可知交错 Boost 变换器输入电流峰峰值由等效电感 L_{eq2} 决定,则 Δi_{in} 为:

$$\Delta i_m = \frac{V_{in} T_s |2D-1|}{L(1-k)} \quad (9)$$

耦合电感自感为:

$$L = \frac{\mu N^2 A_c}{l_c} \quad (10)$$

联立式(6)~式(10),可得磁芯面积需满足下式:

$$A_p = W_a A_c \geq \frac{2V_{in} I_L T_s |2D-1|}{k_u J \Delta B (1-k)} \quad (11)$$

假设两级变换器总体效率为 η , 输出最大功率为 P_{omax} , 则式(11)可简化为:

$$A_p \geq \frac{P_{omax} T_s |2D-1|}{\eta k_u J \Delta B (1-k)} \quad (12)$$

由式(12)可知,当占空比 $D=0.5$ 时,耦合电感磁芯面积为最小值。因此,应在最恶劣情况设计耦合电感磁芯,即占空比在最大或者最小值时计算耦合电感面积。

1.3 定频 LLC 变换器软开关条件分析

本文提出的两级式功率拓扑后级采用的是工作于谐振频率点的 LLC 变换器,因此 LLC 变换器原边主功率开关管软开关主要通过激磁电感电流实现。当开关管关断时,激磁电感电流处于最大值,为:

$$I_{Lm} = \frac{v_b T_{sr}}{4L_m} \quad (13)$$

式中, I_{Lm} 为峰值激磁电流; L_m 为 LLC 主功率变压器激磁电感; v_b 为 LLC 变换器输入母线电压; T_{sr} 为 LLC 变换器开关频率。

为使主功率开关管能够实现零电压开通, LLC 主功率变压器激磁电流需在死区时间内使主功率开关管漏源极电容及变压器寄生电容完全充放电:

$$I_{Lm} t_d \geq (4C_{so} + C_T) v_b \quad (14)$$

式中, t_d 为 LLC 变换器原边开关管死区时间; C_{so} 为开关管漏源极等效电容; C_T 为主功率变压器等效寄生电容。

联立式(6)和式(7),可得激磁电感需满足下式:

$$L_m \leq \frac{T_{sr} t_d}{16(C_{so} + C_T)} \quad (15)$$

由式(8)可知,激磁电感取值不受负载及输入电压的影响,即当激磁电感取值合理时, LLC 变换器主功率开关管能够在全负载范围内实现零电压开通。

2 实验结果分析

为验证所提出拓扑的特性,搭建了原理样机进行实验验证。表 1 给出了原理样机的主要系统参数。本文所提出的两级式拓扑控制策略简图如图 5 所示。从图中可以看出,该拓扑采用了双环控制策略,其中外环为总输出电压与 Boost 输出电压外环,总输出电压外环负责补偿输入电压变化及宽范围调节输出电压, Boost 输出电压外环的作用为当负载短路等故障状态下限制 Boost 变换器的最大输出电压。总输出电压外环与 Boost 输出限

表 1 原理样机参数

参数	数值
最大输出功率 P_{omax}/W	500
输入电压 v_{in}/V	23~30
输出电压 v_o/V	1 000~1 200
Boost 开关频率 f_h/kHz	130
LLC 开关频率 f_h/kHz	120
耦合电感自感 $L/\mu H$	40
耦合电感耦合系数 k	0.8
LLC 变压器原副匝比	1:18
谐振电感 $L_r/\mu H$	6.8
谐振电容 $C_r/\mu H$	0.22
激磁电感 $L_m/\mu H$	17

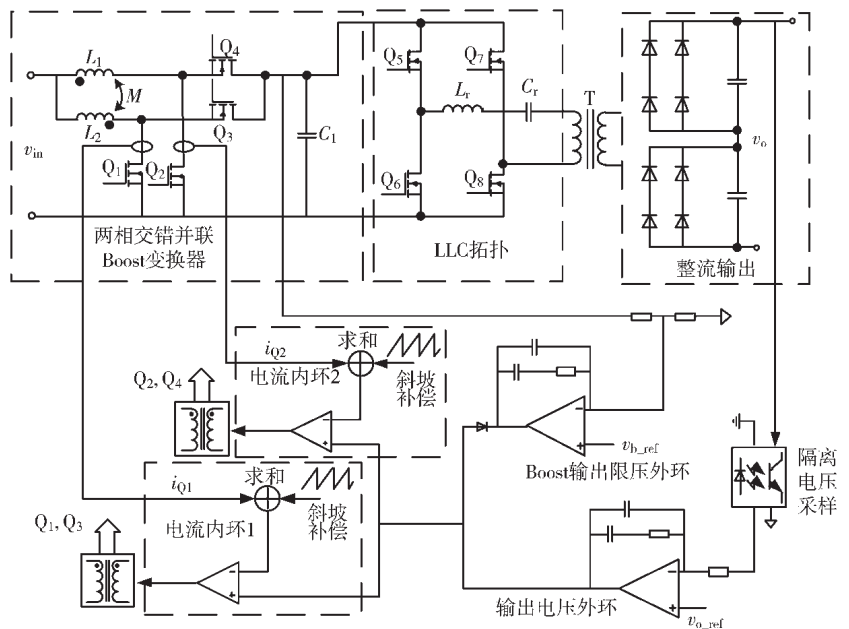
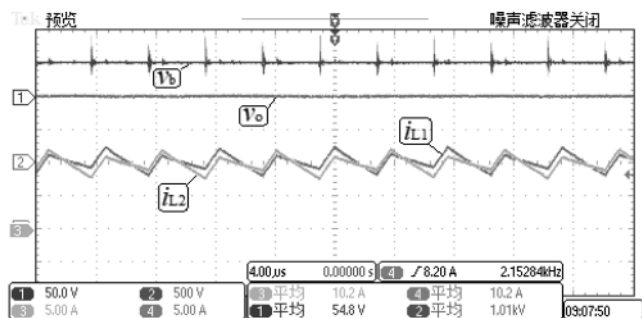
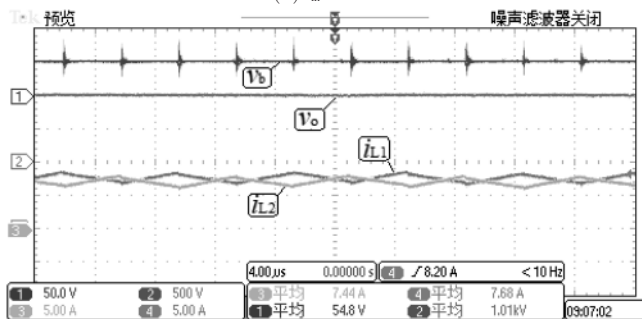
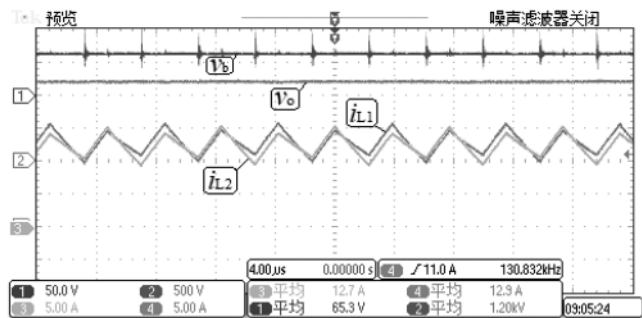
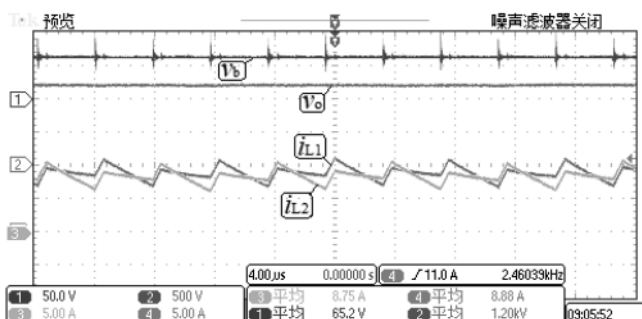


图 5 两级式拓扑控制策略简图

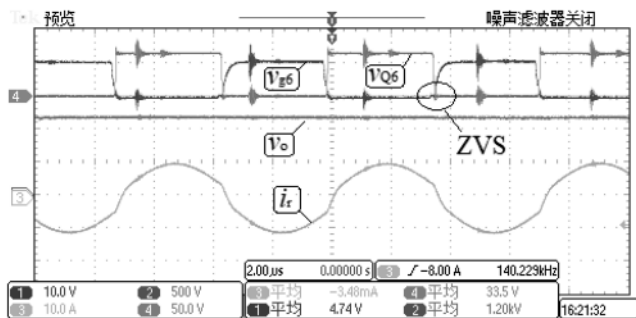
压外环的 PID 输出信号经二极管取小后作为开关管峰值电流内环的给定。同时为了防止发生次谐波振荡,开关管峰值电流反馈信号需与斜坡补偿信号求和后才能作为电流内环的反馈信号。

图 6 及图 7 分别给出了当输出电压 $v_o=1\ 000\ V$ 及 $1\ 200\ V$ 时,本文所提出的两级式拓扑在不同输入电压条件下的关键点波形图,其中 v_b 为前级交错 Boost 变换器输出电压, v_o 为输出电压, i_{L1} 及 i_{L2} 为耦合电感电流波形。从图中可以看出,当输入电压在 $23\sim30\ V$ 变化时,两级式拓扑输出电压都能够在 $1\ 000\sim1\ 200\ V$ 范围内调整,即两级式拓扑具备宽输入输出电压范围工作能力,较适用于有“多模式”工作需求的电推进系统。从图中还可以看出,当占空比 D 越接近 0.5 时,耦合电感电流峰值越小。

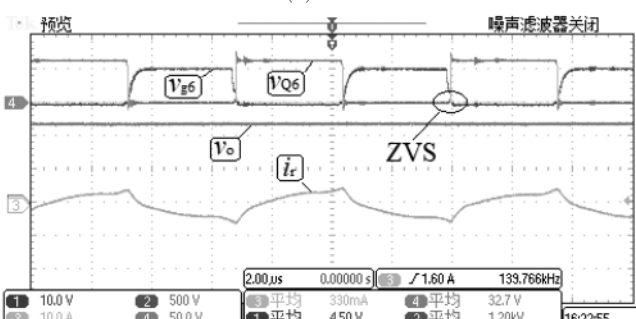
图 8 及图 9 分别给出了当输出电压 $v_o=1\ 000\ V$ 及 $1\ 200\ V$ 时,后级 LLC 变换器在不同负载条件下的软开关

(a) $v_m = 23$ V(b) $v_m = 30$ V图6 当 $v_o = 1\ 000$ V 时两级式拓扑在不同输入电压条件下的关键点波形(a) $v_m = 23$ V(b) $v_m = 30$ V图7 当 $v_o = 1\ 200$ V 时两级式拓扑在不同输入电压条件下的关键点波形

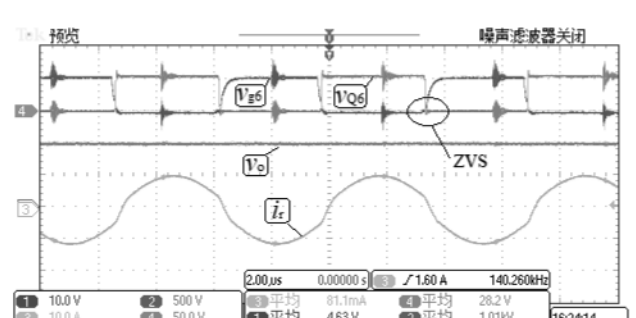
波形,其中 v_{g6} 和 v_{o6} 分别为开关管 Q_6 的栅极和漏源极电压, i_r 为谐振电感电流。从图中可以看出 LLC 变换器原边主功率开关管在全输出电压范围内都能实现较宽范围的软开关。需要注意的是,当负载较轻时,LLC 变换器原边谐振电感电流 i_r 畸变较为严重。这是由于主功率



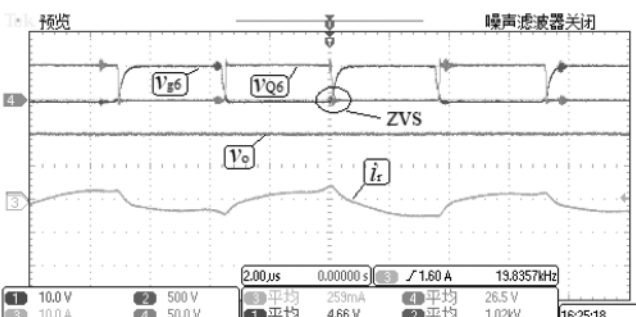
(a) 满载



(b) 1/4 载

图8 当 $v_o = 1\ 200$ V 时后级 LLC 变换器在不同负载条件下的软开关波形

(a) 满载



(b) 1/4 载

图9 当 $v_o = 1\ 000$ V 时后级 LLC 变换器在不同负载条件下的软开关波形

高压变压器原副边匝比较大,寄生电容较大,由式(15)可知需较大的激磁电流才能使开关管实现软开关。当负载较轻时,激磁电流在原边谐振电容电流中占的比例较大,因而产生了较严重的畸变。

3 结论

本文提出了一种具备宽输入输出电压范围工作能力的两级式功率拓扑。该拓扑前级为反向耦合两相交错并联 Boost 变换器,主要负责补偿输入母线电压及宽范围调节输出电压,同时反向耦合电感有效地降低了电感电流纹波;后级为工作于最优频率点的 LLC 拓扑,主要负责高变比隔离升压,同时 LLC 拓扑主功率开关管都能实现软开关,效率较高。实验结果表明该拓扑适用于有“多模式”工作需求的电推进电源系统。

参考文献

- [1] 毛根旺,唐金兰.航天器电推进系统及其应用[M].西安:西北工业大学出版社,2009.
- [2] 周志成,王敏,李烽,等.我国通信卫星电推进技术的工程应用[J].国际太空,2013(6):40-45.
- [3] 施凯敏.移相控制高压输出 DC-DC 变换器研究[D].哈尔滨:哈尔滨工业大学,2018.
- [4] 李峰,康庆,邢杰,等.大功率电推进电源处理单元技术[J].北京航空航天大学学报,2016,42(8):1575-1582.
- [5] OSUGA H, SUZUK K, OZAKI T, et al. Development status of power processing unit for 200mN-class hall thruster[C]. 29th International Electric Propulsion Conference, 2005.
- [6] PIÑERO L R, PETERSON P Y, BOWERS G E. High performance power module for Hall effect thrusters[C]. 38th Joint Propulsion Conference and Exhibit, 2002.
- [7] PIÑERO L R, BOND T, OKADA D, et al. Design of a modular 5-kW power processing unit for the next-generation 40-cm ion engine[C]. 27th International Electric Propulsion Conference, 2001.
- [8] GOLLOR M, BOSS M, HERTY F, et al. Generic high voltage power supplies(HVPS) with optimum efficiency and multi-range[C]. 30th International Electric Propulsion Conference, 2007: 1-15.
- [9] 孙鹏菊,周维维,杜雄.具有恒功率特性的输出宽范围可调的变结构 DC-DC 变换器[J].中国电机工程学报,2012,

32(6):81-89.

- [10] HUBER L, JOVANOVIĆ M M. Design approach for server power supplies for networking applications[C]. IEEE APEC, 2000, 2: 1163-1169.
- [11] LEE I O, MOON G W. Analysis and design of phase-shifted dual H-bridge converter with a wide ZVS range and reduced output filter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(10): 4415-4426.
- [12] WIJERATNE D S, MOSCHOPOULOS G A. ZVS-PWM full-bridge converter with reduced conduction losses[J]. IEEE Transaction on Power Electronics, 2014, 29(7): 3501-351.
- [13] Yang Fei, Ruan Xinbo, Yang Yang, et al. Interleaved critical current mode boost PFC converter with coupled inductor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(9): 2404-2413.
- [14] Yang Fei, Ruan Xinbo, Wu Gang, et al. Discontinuous-current mode operation of a two-phase interleaved boost DC-DC converter with coupled inductor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(1): 188-198.
- [15] HIROYUKI K, SEANA M, JORDAN B, et al. Coupled inductor characterization for a high performance interleaved boost converter[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2009, 45(10): 4812-4815.

(收稿日期:2020-09-04)

作者简介:

施凯敏(1986-),男,博士,主要研究方向:光伏发电系统、大功率高压输出电压及大功率电推进电源等。

张东来(1973-),男,博士,教授,主要研究方向:空间一次电源和二次电源、电力录波大比率数据压缩方法及宇航电推进电源等。

王子才(1932-),通信作者,男,博士,教授,主要研究方向:伺服系统、复合驱动控制系统及变阻尼及大摩擦系统的控制技术, E-mail: wzc@hit.edu.cn。

(上接第 90 页)

- [13] 刘绍先.单片机控制的冲压机床自动送料装置设计[J].橡塑技术与装备,2016,42(12):38-39.
- [14] 闫茹.中药滴丸包装车间悬挂式药料输送小车控制系统开发[D].西安:陕西科技大学,2009.
- [15] 张旭.基于 AT89C52 单片机的温度控制系统的设计[J].电大理工,2015(1):16-17.
- [16] 刘蒋.TS-320L 高速高精度贴片式供料控制系统设计和实现[D].镇江:江苏大学,2017.
- [17] 王友志.基于单片机的自动加料机控制系统[J].城市建设理论研究(电子版),2016(6):980-980.
- [18] 吴帆,刘伟强,牧淑清,等.基于 51 单片机智能温控睡

袋的设计[J].科学技术创新,2020(34):176-177.

- [19] 张林,杨建华,赵贝雨,等.基于 STM32 单片机设计的智能垃圾桶[J].中国新通信,2020,22(2):118.
- [20] 李华.高炉槽下送料控制系统的设计及实现[D].西安:西安建筑科技大学,2013.

(收稿日期:2020-04-17)

作者简介:

赵佳妮(1995-),女,硕士研究生,主要研究方向:机电产品设备与开发。

牟红军(1976-),男,博士,副教授,主要研究方向:机器人技术理论及应用研究、机电产品设计与开发、现代农业装备研发、机械零部件的参数化设计、智能制造技术等。

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