



·空间电源技术及应用·

基于副边 LLC 谐振变换器的功率处理单元建模与分析

卢泓霖¹, 吴鑫杰¹, 张德斌^{1,2}, 屈诚志¹, 张仲松¹, 张宇¹

(1. 上海空间电源研究所 空间电源全国重点实验室, 上海 200245; 2. 浙江大学 电气工程学院, 杭州 310027)

摘要: 随着航空航天技术的不断发展, 航天器对于霍尔电推进功率处理单元 (PPU) 的需求不断提高, 高增益、大功率以及高效的 PPU 成为研究的主流方向。LLC 拓扑能够在全负载范围内实现软开关, 因此在 PPU 阳极电源中具有广阔的应用前景。原边 LLC 因其原副边增益特性, 给阳极电源高增益变换器的谐振电感设计带来极大的挑战。针对上述问题, 提出了一种改进的副边 LLC 谐振拓扑, 在保留原边 LLC 谐振电路软开关特性的同时, 有效解决了谐振电感设计问题, 使得 PPU 阳极电源具备高增益的性能。首先利用时域分析法建立了副边 LLC 拓扑数学模型, 其次在模型的基础上给出其峰值增益的计算方法, 最后通过一台样机验证了所建模型的正确性并验证了副边 LLC 电路的有效性。

关键词: PPU; 阳极电源; 副边 LLC; 时域分析法; 高效率

中图分类号: TN86

文献标志码: A

doi: 10.11884/HPLPB202436.230171

Modeling and analysis of power processing unit based on secondary-side LLC resonant converter

Lu Honglin¹, Wu Xinjie¹, Zhang Debin^{1,2}, Qu Chengzhi¹, Zhang Zhongsong¹, Zhang Yu¹

(1. State Key Laboratory of Space Power Sources, Shanghai Institute of Space Power-Source, Shanghai 200245, China;

2. College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: With the continuous development of aerospace technology, the demand for Hall-electric propulsion power processing units (PPUs) in spacecraft is constantly increasing, and high-gain, high-power and high-efficiency PPU have become the mainstream direction of research. The LLC topology enables soft switching over the full load range and therefore offers broad application prospects in PPU anode power supplies. Due to its primary and secondary gain characteristics, the primary LLC brings great challenges to the resonant inductance design of the high gain converter of the anode power supply. In view of the above problems, this paper proposes an improved secondary LLC resonant topology, which retains the soft switching characteristics of the primary LLC resonant circuit while effectively solving the resonant inductor design problem, so that the PPU anode power supply has high gain performance. In this paper, the mathematical model of the secondary LLC topology is first established by using the time domain analysis method, and then the calculation method of the peak gain is given on the basis of the model, and finally the correctness of the built model is verified by a prototype and the validity of the secondary LLC circuit is verified.

Key words: power processing unit, anode power supply, secondary LLC resonance circuit, time domain analysis method, high-efficiency

航天器中, 推进器为航天器变轨、位置调整以及姿态控制等提供力矩^[1]。电推进因其低重量、长寿命、高效率等优势而被广泛应用于航天器推进系统^[2]。其中, 功率处理单元 (Power Processing Unit, PPU) 作为电推进系统中核心之一, 其主要实现航天器一次侧母线与推力器之间的电压电流转换。典型的霍尔电推进 PPU 结构简单、效率高, 寿命长, 其主要由阳极电源、阴极触持电源、点火电源及加热电源组成^[3]。随着空间站、大型 GEO 平台、深空

* 收稿日期: 2023-06-08; 修订日期: 2023-09-14

基金项目: 上海市超级博士后基金项目 (2021287)

联系方式: 卢泓霖, lh1998723@163.com。

通信作者: 张德斌, zhangdebinbin@163.com。

探测等远距离任务需求不断提高, 高效、高增益以及大功率的 PPU 成为研究的热点。而阳极电源承担了 PPU 90% 以上的输出功率, 因此研究大功率的阳极电源具有重大的战略意义。针对大功率 PPU 阳极电源, 国内外已进行了广泛的研究。Bozak 等利用 SiC 成功研制出了 15 kW 与 50 kW 的阳极电源^[4-5]; José 提出供输出功率为 20 kW 的 PPU 阳极电源^[6]; Soendker 等采用三个阳极电源串并联的方式实现了总功率为 100 kW 的霍尔电推进器^[7]。相比于国外, 国内起步较晚, 但近年来也有部分进展。2012 年, 兰州空间技术物理研究所以及上海空间推进研究所均实现了 1 kW 级的 PPU 在轨测试^[8]; 2019 年, 上海空间电源研究所成功研制出 5 kW 级的霍尔电推进 PPU 的阳极电源^[9]。虽然国内已成功实现千瓦级霍尔电推进 PPU 的在轨应用, 但针对大功率、高效率、高增益 PPU 的研制仍滞后于国外。因此, 本文对现有拓扑进行对比选择, 提出一种改进的 PPU 阳极电源拓扑以满足上述需求, 对提出的拓扑进行建模与分析并获得其峰值增益, 最后通过仿真与实验验证提出拓扑的可行性与正确性。

1 阳极电源的拓扑比较与选择

1.1 高效电路拓扑选择

阳极电源主要通过功率母线提供能量。传统的硬开关电路结构简单, 但开关损耗大, 同时存在较大的电流电压尖峰与电磁干扰, 上述缺点将严重限制开关频率的提高及电路性能。软开关能有效减小开关损耗及噪声, 且亦能满足阳极电源宽电压输出范围、快动态响应等特性, 因此为保证阳极电源在特定工作场景高效稳定工作, 有必要选择软开关电路。其中, 移相全桥电路与 LLC 谐振变换电路是最为典型、成熟的软开关电路拓扑, 因此本文将对比两者优缺点, 选定合适的电路作为阳极电源主拓扑。

1.1.1 移相全桥电路

移相全桥电路通过恒定占空比, 控制开关管的导通角以改变输出电压波形的脉冲宽度, 从而实现输出电压的调节。其主要利用开关管寄生电容与电感谐振实现原边开关管的零电压开通 (ZVS), 减小开关损耗, 提高效率。其电路图如图 1 所示。

移相全桥虽能实现原边开关管的软开关, 但其仍存在占空比丢失、原边电流环流等问题。针对上述问题, 阮新波等提出增加电容、电感等无源元件以实现零电压零电流开通 (ZVZCS)^[10-11] 从而减小电流环流等问题; 张军明等提出在二次侧进行移相控制^[12-13]。虽然上述方法能一定程度地改善移相全桥的问题, 但电流环流损耗及占空比丢失的问题无法完全解决, 且需在滤波电路中添加滤波电感以解决采用移相控制时电流纹波较大的问题, 同时整流二极管的电流应力高, 高压绝缘防护难度很大, 维护成本高。故针对高增益、宽范围的应用场景下移相全桥效果一般。

1.1.2 LLC 谐振电路

相比于移相全桥电路, LLC 谐振电路能减小高频信号对开关损耗的影响, 实现原边开关管全范围的 ZVS; 同时能实现 ZCS, 解决副边二极管反向恢复问题, 且结构与控制较简单, 因此 LLC 谐振电路能进一步减少电路的损耗, 适合于高频、高增益的设计场合。其电路如图 2 所示。

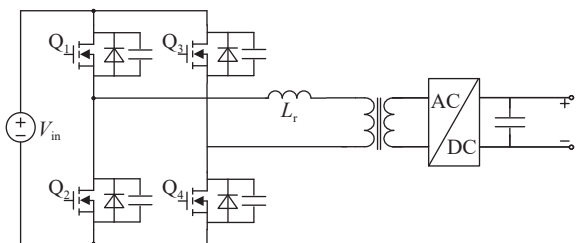


Fig. 1 Phase-shifted full-bridge circuit

图 1 移相全桥电路图

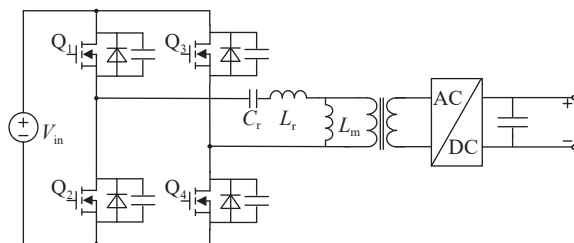


Fig. 2 Primary LLC resonant circuit

图 2 原边 LLC 谐振电路

但是 LLC 谐振电路同样具有不足。谐振过程会产生较大的输出电压纹波, 导致电路滤波设计较困难; 且 LLC 谐振电路仅在谐振点处工作效率高, 其输入电压范围窄; 同时设计时常采用集成谐振电感的方式, 即利用变压器漏感作为谐振电感。该方法与变压器绕制方式、原边匝数关系密切。若想要实现高增益的设计目标, 经计算, 原边 LLC 电路的谐振电感需取值很小才能得到满足要求的输出电压与功率, 绕制过程中一旦出现轻微的误差将会对电路造成巨大的影响, 因此将使谐振电感的设计与工程化实现极为困难。

针对上述问题, 大部分学者提出组合式拓扑, 利用前级 PFC 以拓宽全桥 LLC 谐振电路的输入范围, 但这种电

路前级无法实现软开关, 且电路复杂, 损耗较大^[14-15]; 袁义生等提出了一种桥型的副边 LLC 电路, 它将谐振腔移至副边, 有效地减小了电流应力, 实现了高升压比的效果, 但是其本质并非全桥 LLC 电路, 而是桥型副边 LC 谐振电路, 且输入范围较窄, 并采用倍压电路, 纹波较大^[16]; 贾鹏宇等在前者的基础上精简了原边的电路, 同时在副边上增加两个开关管用以预测整流时间, 但其实现软开关效果一般, 且只在准谐振点处效率较高, 控制策略比其他拓扑复杂^[17]。因此, 上述的阳极电源拓扑均没有很好地满足设计需求, 故在选定 LLC 谐振电路的基础上, 对原有拓扑进行改进, 提出副边 LLC 谐振电路。

1.2 副边拓扑选择

选定主电路拓扑后, 需根据功率等级选取合适的整流电路。常见的整流方式主要包括半波整流, 全波整流及全桥整流^[18]。

半波整流仅有一个二极管, 故周期内仅允许正半周期的波通过, 因此将浪费大量能量, 最高转换效率仅 40.6%。因此, 半波整流的低效率以及低负载能力意味着在大功率场合下并不适用。

全波整流电路包含两个二极管, 工作时两个二极管正负半周内交替导通, 故回路中仅存在单个二极管压降, 且周期内能提供连续、脉动的直流输出, 因此其转换效率是半波整流的两倍。但由于变压器二次侧含有中心抽头, 其结构相对复杂, 且二极管截止时将承受二倍的压降, 这对器件的耐压要求很高。因此, 全波整流常用于输出电压较低场合(通常 $< 100\text{ V}$)。

全桥整流电路含有四个二极管, 在保留全波整流优势的同时一定程度上克服了其缺点。相较于全波整流, 其变压器绕组结构简单, 且二极管截止时承受的压降为全波整流的一半, 有利于大功率场合下器件的选型。但其工作时电流会流过两个二极管, 故回路压降由两个二极管平分。因此, 全桥整流常用于输出电压较大的场合。

常见的整流拓扑如图 3 所示。考虑到阳极电源大功率、输出大电压及高增益的特性, 为使器件选型较易, 二次侧整流电路选取全桥整流较为合适。

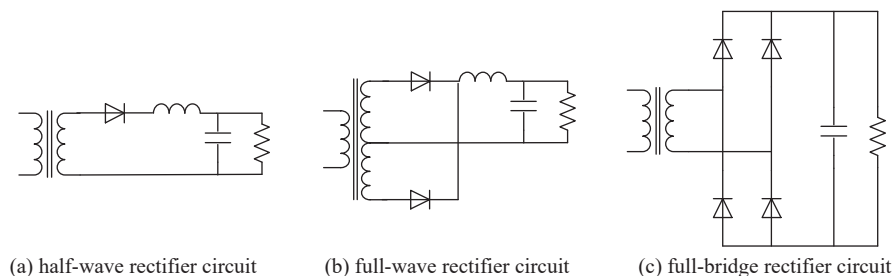


Fig. 3 Common rectifier circuit topology

图 3 常见的整流电路拓扑

综上, 选定全桥 LLC 谐振电路作为阳极电源主拓扑。考虑体积、成本问题, 全桥 LLC 谐振电路采用集成谐振电感方式设计谐振电感。经计算, 谐振电感 L_m 的值约为 $1\ \mu\text{H}$, 但由于谐振电感值过小, 漏感极难控制, 变压器绕制时可能会造成较大误差, 因此设计参数难以工程化实现。本文在原有全桥 LLC 谐振电路的基础上加以改进, 通过将谐振腔放至变压器副边的方式得到一种全桥型副边 LLC 谐振电路。该电路中谐振电感值约为 $95\ \mu\text{H}$, 为原边 LLC 谐振电感值的数十倍, 即使变压器绕制产生的漏感存在一定误差, 但其影响远小于原边误差所带来的影响, 这样保留原边 LLC 谐振电路优势的同时解决了谐振电感设计值难于工程化的问题。因此本文选定全桥副边 LLC 谐振电路作为阳极电源主拓扑, 并对其建模与分析。

2 全桥副边 LLC 的建模与分析

2.1 全桥副边 LLC 原理

全桥副边 LLC 谐振电路如图 4 所示, 图中 $Q_1 \sim Q_4$ 为 MOSFET 管, $D_1 \sim D_4$ 为整流二极管, L_r 、 C_r 分别为谐振电感、电容, L_m 为附加电感, C_o 为滤波电容, R_L 为负载。其工作原理与原边 LLC 谐振电路类似。

其中, $Q_1 \sim Q_4$ 交替导通, 副边整流二极管导通时, L_m 两端电压会被输出箝位, 此时仅 L_r 与 C_r 参与谐振,

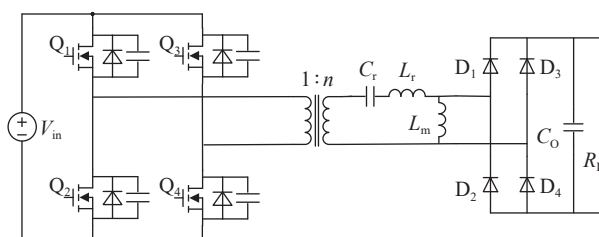


Fig. 4 Secondary LLC resonant circuit

图 4 副边 LLC 谐振电路

L_m 上的电流呈线性上升;当 $D_1 \sim D_4$ 截止时,谐振腔将与整流电路脱离, L_m 两端电压不再被副边箝位,此时三个元件共同参与谐振。故可通过调频的方式改变增益从而获取所需输出电压。随着开关频率不断变化,阻抗将呈现由容性逐渐向感性变化。图 5 为全桥副边 LLC 直流增益特性,其横轴表示归一化频率,纵轴表示直流增益。由图可知,其将被划分为三个区域,区域 1 为蓝红色曲线右半部分,区域 2 为红色曲线与绿色曲线包含部分,区域 3 为绿色曲线包含部分。其中,区域 1、2 为感性区,区域 3 为容性区。感性区能实现原边开关管的 ZVS,而容性区能实现 ZCS。由于 MOSFET 管 ZCS 模式的开关损耗要大于 ZVS 模式,因此,通常令 LLC 谐振电路工作于感性区域。

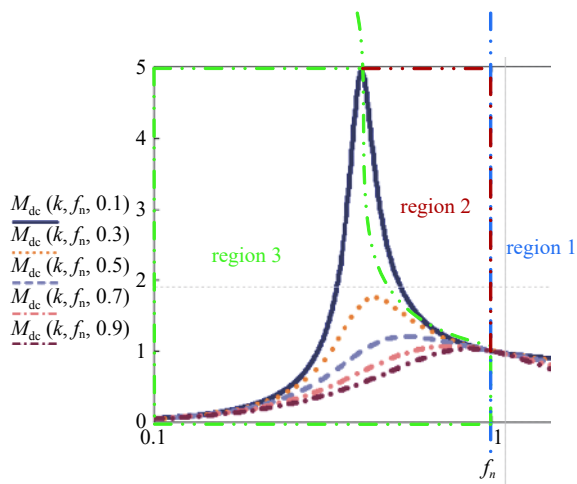


Fig. 5 DC gain of secondary LLC resonant circuit

图 5 副边 LLC 谐振电路直流增益

此前简化模型大多采用基波近似法,该方法虽能较快得出直流增益及相应的参数,但其忽略了高频分量的影响,因此其应用于大增益、宽输入范围时效果不好,误差较大;扩展描述函数法利用多变量描述函数来描述谐振变换器的非线性,并将其线性化,得出的小信号模型能准确地分析谐振变换器的动态特性,但其仅被应用于谐振点附近,对于开关频率大于或小于谐振频率状态下的小信号方程鲜有提及;因此本文采取时域分析的方法以获得较为精准的增益模型。

电路运行时可分为三个状态,即: P、O、N 状态^[19]。其中,整流二极管导通,附加电感 L_m 电压被输出箝位至输出电压 V_o 的状态被称为 P 状态; L_m 电压被输出箝位至 $-V_o$ 的状态称为 N 状态;整流二极管截止,谐振腔与整流电路脱离的状态称为 O 状态。其等效电路如图 6 所示。

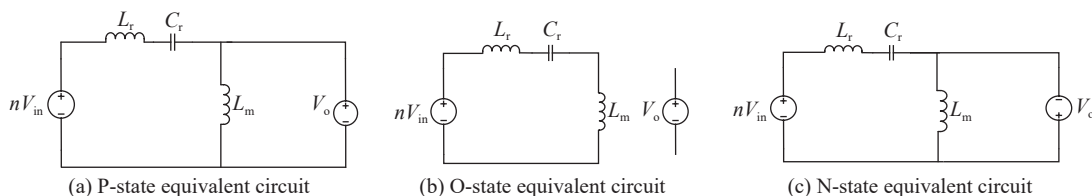


Fig. 6 State equivalent circuits

图 6 状态等效电路

全桥 LLC 谐振电路主要有七种工作方式,即 P、PO、PON、PN、OPO、NOP 以及 NP^[20]。当开关频率 f_s 等于谐振频率 f_r , 即 $f_s = 1/(2\pi\sqrt{L_r C_r})$ 时,此时电路工作在 P 状态,逆变电路中两对开关管桥臂交替导通,仅有 L_r 与 C_r 参与谐振,谐振电流 i_r 近似为正弦波,励磁电流 i_m 波形在周期内近似为三角波,当 $t = nT_s/2$ 时, $i_r = i_m$, 其电流波形如图 7 所示。

当 $f_s < f_r$ 时,电路将进入 PO 状态。即 i_r 提前与 i_m 相等,随后电路进入 O 模式, L_m 与 C_r 、 L_r 共同谐振,其电流波形如图 8 所示。随着 f_s 不断减小或者负载不断变重,电路由 PO 状态进入 PON 状态最终直接进入 PN 状态。此时

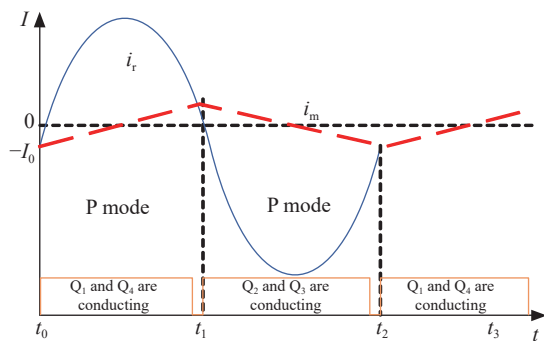


Fig. 7 P mode waveform

图 7 P 模式波形

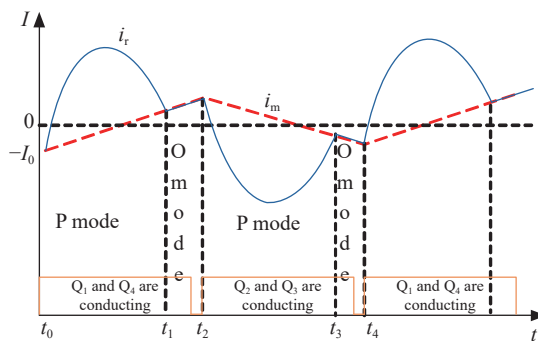


Fig. 8 PO mode waveform

图 8 PO 模式波形

L_m 两端电压会 O 状态中提前被钳位至 $-V_o$, 此时整流电路提前导通, 将产生反向恢复损耗, 同时 L_m 中电流快速下降导致提前过零, 致使 ZVS 开通失效, 电路效率降低, 故通常情况下应避免进入 PON/PN 状态。

当 $f_s > f_r$ 时, 电路将进入 NP 状态。此时 L_m 不参与谐振, 其两端电压始终被钳位, 随着负载不断变轻, 电路将进入 NOP 或 OPO 状态。虽然 NOP 模式下电路工作于感性区, 但此时副边整流管 ZCS 可能失效。

综上所述, 为实现电路的高效运行, 通常令 LLC 谐振电路工作于感性区域。但为使其保持原边开关管 ZVS 的同时实现副边整流管的 ZCS, PO 或者 OPO 状态最合适, 且 PO 状态可较为准确地估计峰值增益, 因此本文将 PO 模式进行建模分析。

2.2 PO 模式的时域方程

为计算方便, 对部分参数进行归一化处理并选取基准值。其中谐振角频率 $\omega_{\text{base}} = \omega_1 = 1/\sqrt{L_r C_r}$, $\omega_2 = 1/\sqrt{(L_r + L_m)C_r}$; 谐振腔的等效阻抗为 $Z_{\text{base}} = Z_0 = \sqrt{L_r/C_r}$, $Z_1 = \sqrt{(L_r + L_m)/C_r}$; 基准电压 $V_{\text{base}} = nV_{\text{in}}$, 电感系数 $k = L_m/L_r$, 增益 $M = V_o/nV_{\text{in}}$ 。

2.2.1 P 状态 (t_0-t_1)

t_0 时刻, 谐振电流 i_r 与励磁电流 i_m 的初始值相同, 电路处于 P 状态。此时仅 L_r 与 C_r 参与谐振, L_m 被输出电压钳位, 呈线性上升, 且 i_r 初始值为负, 在该时间段内穿过零线, 然后在 t_1 时刻重新与励磁电流 i_m 相等。此时开关管 Q_1 、 Q_4 导通, Q_2 、 Q_3 截止。此时对图 6(a) 所示电路利用基尔霍夫定律, 可列出 P 状态下的状态方程^[19-21]

$$\begin{cases} L_m \frac{di_m(t)}{dt} = V_o \\ C_r \frac{dv_{C_r}(t)}{dt} = i_r(t) \\ L_r \frac{di_r(t)}{dt} = nV_{\text{in}} - V_o - v_{C_r}(t) \end{cases} \quad (1)$$

式中: $V_o(t)$ 为输出电压, $i_r(t)$ 为谐振电流, $i_m(t)$ 为励磁电流, V_{in} 为输入电压, $v_{C_r}(t)$ 为谐振电容电压。

定义初始条件为

$$\begin{cases} i_r(t_0) = i_m(t_0) = -I_0 \\ v_{C_r}(t_0) = v_{C_r}(0) \end{cases} \quad (2)$$

将式(2)代入式(1), 对(1)中微分变量进行拉氏变换, 求解可得 P 状态下状态变量表达式

$$\begin{cases} i_m(t) = -I_0 + \frac{V_o}{L_m} t \\ i_L(t) = \frac{nV_{\text{in}} - V_o - v_{C_r}(0)}{Z_0} \sin(\omega_1 t) - I_0 \cos(\omega_1 t) \\ v_{C_r}(t) = nV_{\text{in}} - V_o - [(nV_{\text{in}} - V_o - V_{C_r}) \cos(\omega_1 t) + Z_0 I_0 \sin(\omega_1 t)] \\ i_0(t) = i_r(t) - i_m(t) \end{cases} \quad (3)$$

式中: $i_0(t)$ 为流过整流二极管的电流, Z_0 为归一化条件中的等效阻抗, ω_1 为谐振角频率。

2.2.2 O 状态 (t_1-t_2)

当 i_r 与 i_m 再次相等时, 整流二极管关断, 谐振腔与整流电路分离, 因此 L_m 不再被输出电压钳位, 其将与 L_r 、 C_r 共同谐振。此时 L_m 远大于 L_r , 故可近似认为在此期间电流无变化, v_{C_r} 线性上升; 此时 O 状态下的时域方程如下

$$\begin{cases} nV_{\text{in}} = L_r \frac{di_r(t)}{dt} + v_{C_r}(t) + L_m \frac{di_m(t)}{dt} \\ i_r(t) = i_m(t) = i_{C_r}(t) \\ i_{C_r}(t) = C_r \frac{dv_{C_r}(t)}{dt} \end{cases} \quad (4)$$

与 P 状态类似, 经计算可得 O 状态下状态变量表达式为

$$\begin{cases} i_m(t) = i_L(t) = \frac{nV_{\text{in}} - v_{C_r}(t_1)}{Z_1} \sin[\omega_2(t-t_1)] + i_r(t_1) \cos[\omega_2(t-t_1)] \\ v_{C_r}(t) = nV_{\text{in}} - [nV_{\text{in}} - v_{C_r}(t_1)] \cos[\omega_2(t-t_1)] + Z_1 i_r(t_1) \sin[\omega_2(t-t_1)] \end{cases} \quad (5)$$

式中: Z_1 为归一化条件中的等效阻抗, ω_2 为谐振角频率。由此可得正半周期内电路状态变量的表达式, 而负半周分析与上述类似, 在此不多赘述。

由于周期内含有多个状态,为获得准确的方程解,有必要寻找方程的初始条件及边界条件。

a)连续性条件:由于电感电流、电容电压波形均连续,因此两状态切换处电流、电压值应相等,即 PO 状态连续。此时根据上述方程可知, P 状态的结束量与 O 状态的初始量应一致,即

$$\begin{cases} i_{P_m}(t_1) = i_{O_m}(t_1) \\ i_{P_c}(t_1) = i_{O_c}(t_1) \\ v_{P_{C_r}}(t_1) = v_{O_{C_r}}(t_1) \end{cases} \quad (6)$$

b)对称性条件:由于电流电压呈现周期性变化,且正半周波形与负半周波形恰好相反,故由周期性及对称性可知,半周期内状态变量的初始值相反,即

$$\begin{cases} i_{P_m}(t_0) = -i_{O_m}(t_2) \\ i_{P_c}(t_0) = -i_{O_c}(t_2) \\ v_{P_{C_r}}(t_0) = -v_{O_{C_r}}(t_2) \end{cases} \quad (7)$$

c)功率平衡条件:由于 O 状态下谐振腔与整流电路脱离,故能量仅由 P 状态传递,即

$$P = 2f_s \int_0^{2\pi f_s t_1} [i_{P_c}(t) - i_{P_m}(t)] dt \quad (8)$$

式中: f_s 为开关频率, t_1 、 t_2 为图 8 中状态切换的时间, t_0 为初始时间(假设为 0)。

直流增益 M 可表示为

$$M = \frac{V_o}{nV_{in}} \quad (9)$$

当给定上述开关频率 f_s 、谐振频率 f_1 以及初始电压电流,联立上述方程组即可求得直流增益 M 等变量,建立较为准确的模型,最终由实验动态响应反映。

3 实验结果及分析

为体现全桥副边 LLC 的优势,本文通过直流增益曲线以实现 LLC 谐振电感灵敏度分析。假设谐振电容 C_r 、励磁(附加)电感 L_m 、等效阻抗 R_L 仅改变放大倍数,同时以 $1 \mu\text{H}$ 的步长增加谐振电感,其直流增益曲线如图 9 所示。图 9(a)显示不同谐振电感下原边 LLC 直流增益。经计算,原边 LLC 谐振电感约为 $1 \mu\text{H}$,当变压器绕制过程中出现误差,即使误差仅为 $1 \mu\text{H}$,但其谐振频率变化幅度很大。但若将谐振腔移至副边,此时谐振电感约为 $100 \mu\text{H}$,此时若误差为 $1 \mu\text{H}$,其谐振频率变化幅度很小。当谐振电感误差为 $3 \mu\text{H}$ 时,此时原边 LLC 谐振电感为 $4 \mu\text{H}$,谐振频率约为 45 kHz ,此时该频率远小于设计谐振频率 91 kHz ,电路才能实现最大增益。图 9(b)展示了全桥副边 LLC 不同谐振电感下的直流增益。由图可知,当谐振电感误差为 $3 \mu\text{H}$ 时,此时全桥副边 LLC 谐振电感为 $103 \mu\text{H}$,谐振频率约为 88.9 kHz ,此时该频率略小于设计谐振频率 91 kHz ,电路即可实现最大增益。由此可知,即使副边 LLC 的变压器绕制过程中存在轻微的误差,其对谐振频率的影响远小于原边 LLC 谐振电路。上述结果验证了全桥副边 LLC 谐振电路的优势及合理性。

本文通过一台功率约为 700 W 的样机验证上述分析结果。其中样机的输入电压范围为 $31 \sim 38 \text{ V}$,输出电压为 320 V 。其部分参数如表 1 所示。

图 10 为工作在 P 模式和 PO 模式下的电流电压波形图。图中黄色曲线为原边开关管电压 v_{Q_1} ,紫色曲线为谐振电感电流 i_r ,绿色曲线为整流二极管电压 v_{D_1} 。

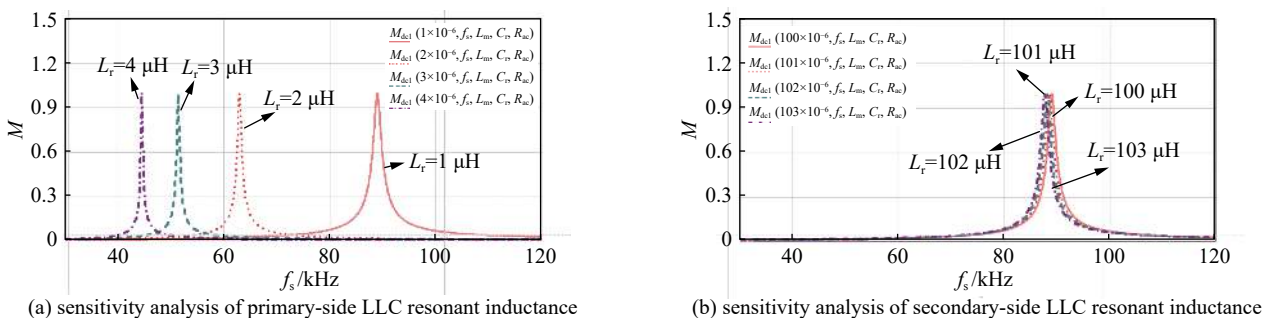


Fig. 9 Sensitivity analysis of LLC resonant inductor

图 9 LLC 谐振电感灵敏度分析

表 1 电路部分参数

Table 1 Main parameters of the circuit

output power P_o/W	resonant frequency f_r/kHz	resonant inductance $L_r/\mu H$	resonant capacitor $C_r/\mu F$	additional inductance $L_m/\mu H$	transformer ratio
704	91.3	95	0.032	550	1:8.42

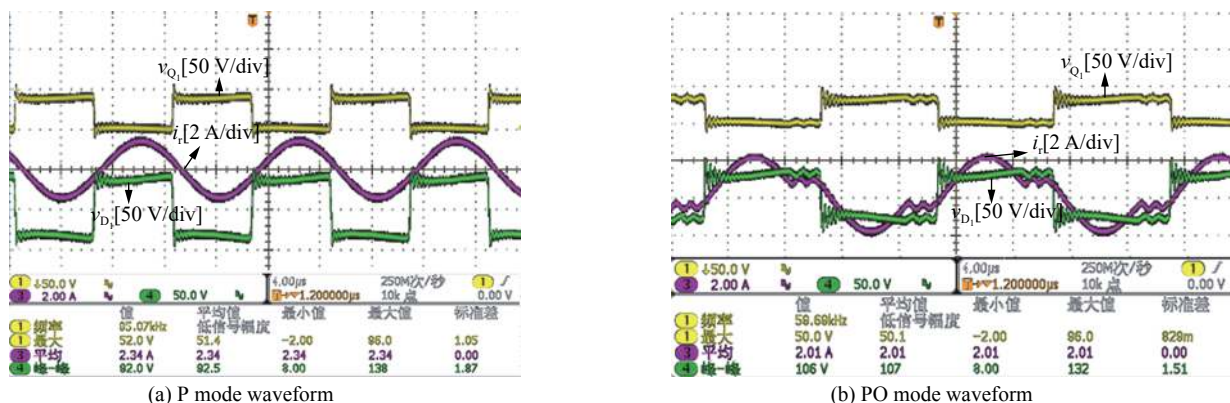


Fig. 10 Current and voltage waveforms in different modes

图 10 不同状态下电流电压波形

由图 10 可知, 当开关频率 $f_s=95.07\text{ kHz}$ 时, 输入电压 $v_{in}=38\text{ V}$, 电路工作于 P 模式, 谐振电感电流 i_r 平均值为 2.34 A, 其波形似为正弦波, 此时仅有谐振电感于谐振电容参与谐振; 当开关频率为 59.7 kHz 时, 输入电压 $v_{in}=31\text{ V}$, 电路工作于 PO 模式, 此时谐振电感电流 i_r 平均值为 2.01 A, 当波形中出现平台时, 电路进入 O 状态, 此时三元件共同谐振, 与前文分析一致。

其软开关的特性如图 11 所示。图 11(a) 中黄色曲线代表开关管 Q_1 两端电压, 蓝色曲线表示开关管 Q_2 两端电压。由图可知, 在驱动 Q_2 、 Q_3 开通的信号上升之前, Q_1 两端电压已经降低为零, 实现了 ZVS 开通; 图 11(b) 中黄色波形为整流二极管 D_1 两端的电压, 紫色波形为流过 D_1 的电流。在 D_1 承受反压之前, 流过 D_1 的电流已经降低至零, 因此其实现了副边整流二极管的 ZCS 关断。综上, 该样机实现了原边开关管的 ZVS 导通以及副边整流二极管的 ZCS 关断, 与理论分析结果相符。

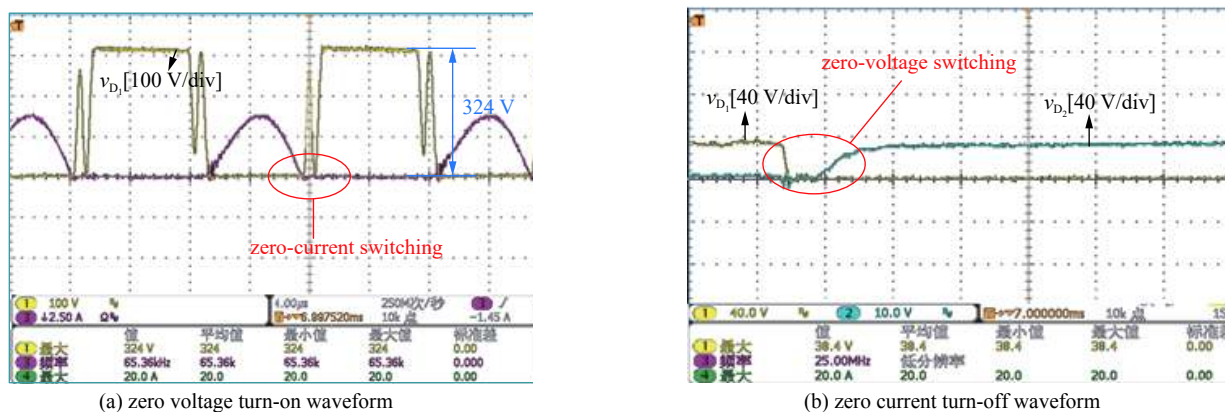


Fig. 11 Soft switching waveforms

图 11 软开关波形图

输出电压 v_o 、电流 i_o 如图 12 所示。由图可知满载时输出电压、电流稳定, 输出电流为 2.2 A, 输出电压为 320 V, 其波形纹波较小, 验证了设计参数的合理性。图 13 表示负载变化时输出电压电流的动态响应。当负载由空载切换至满载时, 输出电压跌落较小, 同时恢复时间较小, 输出电流冲击为 3.7 A, 满足设计要求; 当负载由满载切换至空载时, 电流冲击减小, 动态响应能力较好, 验证了参数设计的合理性与可靠性。

改进前后的效率如图 14 所示。输入电压为 38 V 时改进后的电路样机的整机效率超过了 91%, 当输入电压不变, 负载不断增加, 电路效率逐渐上升; 当负载增加至满载, 电路效率最高, 为 93.8%, 若继续增加负载, 效率将快速跌落。验证了所设计的电路的合理性。

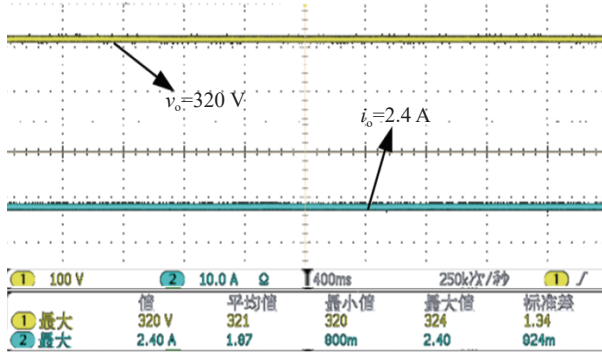


Fig. 12 Output voltage and current

图 12 输出电压与电流

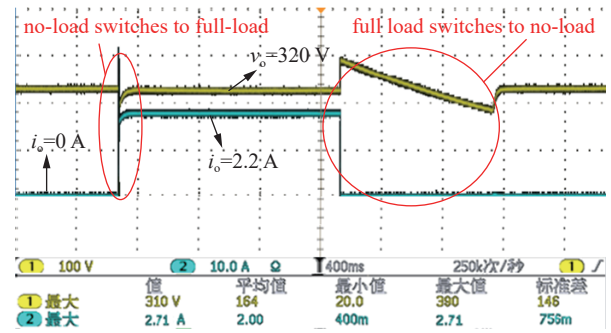


Fig. 13 Dynamic response to load change

图 13 负载变化时输出动态响应

4 结论

针对霍尔电推进 PPU 高增益、高效率以及大功率的需求, 本文通过分析典型的软开关电路及整流电路的优缺点, 选定全桥 LLC 谐振电路作为阳极电源主拓扑以满足高效及大功率的需求。针对原边 LLC 谐振电路谐振电感参数设计较困难的问题, 本文提出了一种改进的副边 LLC 谐振电路, 该电路继承原边 LLC 谐振电路优势的同时解决了谐振电感难以设计的问题。其谐振电感的设计值远大于原边 LLC 谐振电感的设计值, 即使电感在设计过程中存在一定的误差, 但对电路产生的影响远小于原边误差所带来的影响。同时利用时域分析法得出较为精确的状态变量表达式, 最终通过试验样机, 验证了该电路能够全范围实现软开关, 同时最大效率能够超过 93%, 得出所设计电路实现了高增益、高效以及大功率的需求的结论, 验证了设计电路的正确性与有效性。

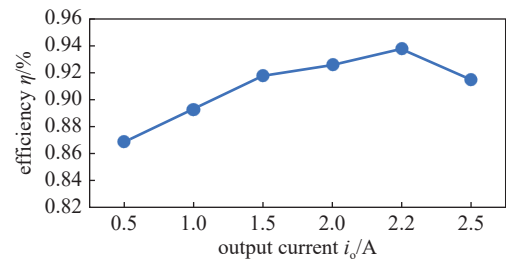


Fig. 14 Efficiency of improved circuit

图 14 改进后的电路效率

参考文献:

- [1] 陈新华, 田希晖, 苏凌宇, 等. 航天器推进理论[M]. 北京: 国防工业出版社, 2014: 1-2. (Chen Xinhua, Tian Xihui, Su Lingyu, et al. Theory of spacecraft propulsion[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2014: 1-2)
- [2] 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): 1575-1583. (Li Feng, Kang Qing, Xing Jie, et al. Technology for power processing unit used in high power electric propulsion[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2016, 42(8): 1575-1583)
- [3] 张保平, 阮新波, 高波, 等. 空间电推进系统电源处理单元技术发展综述[J]. 电源学报, 2022, 20(5): 42-50. (Zhang Baoping, Ruan Xinbo, Gao Bo, et al. Review of development of power processing unit technology for aerospace electric propulsion system[J]. Journal of Power Supply, 2022, 20(5): 42-50)
- [4] Bozak K E, Piñero L, Scheidegger R, et al. High input voltage, silicon carbide power processing unit performance demonstration[C]//Proceedings of the 13th International Energy Conversion Engineering Conference. 2015: 3900.
- [5] Santiago W, Bozak K E, Piñero L R, et al. High input voltage, power processing unit performance demonstration[C]//Proceedings of the 52nd AIAA/SAE/ASEE Joint Propulsion Conference. 2016: 5033.
- [6] José Antonio G A. Review of ESA experimental research activities for electric propulsion[J]. Review of Esa Experimental Research Activities for Electric Propulsion, 2012.
- [7] Soendker E, Hablitzel S, Tolentino A, et al. Power processing and flow control for a 100 kW Hall thruster system[C]//Proceedings of 2018 Joint Propulsion Conference. 2018: 4419.
- [8] 王少宁, 王卫国. 适用于 30 cm 离子推力器的 5 kW 电源处理单元设计[J]. 航天器工程, 2013, 22(5): 74-79. (Wang Shaoning, Wang Weiguo. Design of a 5 kW modular power processing unit for 30cm ion thruster[J]. Spacecraft Engineering, 2013, 22(5): 74-79)
- [9] 马季军, 屈诚志, 吴晨昊, 等. 大功率处理单元阳极电源模块的研究[J]. 载人航天, 2019, 25(6): 749-754. (Ma Jijun, Qu Chengzhi, Wu Chenhao, et al. Research on anode power supply for high power processing unit[J]. Manned Spaceflight, 2019, 25(6): 749-754)
- [10] Kim E H, Kwon B H. Zero-voltage-and zero-current-switching full-bridge converter with secondary resonance[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(3): 1017-1025.
- [11] Ruan Xinbo, Yan Yangguang. A novel zero-voltage and zero-current-switching PWM full-bridge converter using two diodes in series with the lagging leg[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2001, 48(4): 777-785.
- [12] Zhang Junming, Zhang Fan, Xie Xiaogao, et al. A novel ZVS DC/DC converter for high power applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004,

19(2): 420-429.

- [13] Wu Xinke, Zhao Chen, Zhang Junming, et al. A novel phase shift controlled ZVZCS full bridge DC-DC converter: Analysis and design considerations[C]//Proceedings of the 39th IAS Annual Meeting Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference. 2004: 1790-1796.
- [14] 吕文琪. 两级式宽输入电压范围阳极电源研究[D]. 深圳: 哈尔滨工业大学, 2021. (Lv Wenqi. Research on two-stage anode power supply with wide input voltage range[D]. Shenzhen: Harbin Institute of Technology, 2021)
- [15] 陈乃铭. 航天用宽输入宽输出电压范围的两级式直流变换器研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2019: 12-69. (Chen Naiming. Research on two-stage DC/DC converter with wide input and wide output voltage range for aerospace application[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2019: 12-69)
- [16] 袁义生, 罗峰, 胡盼安. 一种桥型副边 LLC 谐振直流-直流变换器[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(36): 6415-6425. (Yuan Yisheng, Luo Feng, Hu Pan'an. One bridge-type secondary-side LLC resonant DC-DC converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(36): 6415-6425)
- [17] Jia Pengyu, Su Zhe, Shao Tiancong, et al. An isolated high step-up converter based on the active secondary-side quasi-resonant loops[J]. [IEEE Transactions on Power Electronics](#), 2022, 37(1): 659-673.
- [18] 刘小越, 谢运祥, 陈兵. 两种隔离式 DC/DC 变换器次级整流电路的比较[J]. 电气开关, 2008, 46(1): 8-11. (Liu Xiaoyue, Xie Yunxiang, Chen Bing. Comparison of two isolated DC/DC converter secondary rectifier[J]. Electric Switchgear, 2008, 46(1): 8-11)
- [19] 干方宇. 高功率密度/宽输入电压范围 LLC 谐振变换器的研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2022. (Gan Fangyu. Research on high power density/wide input voltage range LLC resonant converter[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2022)
- [20] 闫振雷. LLC 谐振变换器的简化时域分析及参数设计[D]. 北京: 北京交通大学, 2021. (Yan Zhenlei. Simplified time domain analysis and parameters design of LLC resonant converter[D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2021)
- [21] 胡海兵, 王万宝, 孙文进, 等. LLC 谐振变换器效率优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(18): 48-56. (Hu Haibing, Wang Wanbao, Sun Wenjin, et al. Optimal efficiency design of LLC resonant converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(18): 48-56)