

宽范围 LLC 谐振变换器效率优化方法研究

袁义生¹, 邢光兵², 黄翌琨¹, 刘伟²

(1. 华东交通大学 电气与自动化工程学院, 江西 南昌 330013; 2. 华东交通大学 交通运输工程学院, 江西 南昌 330013)

摘要:传统 LLC 电路工作在最低增益时, 因为开关频率最高, 往往损耗最大, 所以针对低增益模式下开关管效率优化问题进行研究。采用时域分析法建立开关管关断电流 I_{off} 与电感比 k 、归一化频率 f_n 和品质因数 Q 之间的解析函数。提出用特征参数 $I_{\text{off}} \times f_s$ 表征 LLC 电路工作在低增益模式时开关管的关断损耗, 进而推导出开关管关断损耗的具体表达式。接着, 构建 $[I_{\text{off}}, k, Q, f_n]$ 和 $[Q_{\text{sw-off}}, k, Q, f_n]$ 2 个四维图形, 分析参数之间的规律。在电压增益、开关管 ZVS 导通和最小开关频率 3 个约束条件下, 推导出使 $Q_{\text{sw-off}}$ 最优的 $[k, Q, f_n]$ 取值, 进而采用差分进化算法求解低增益模式下关断损耗优化的 $[k, Q, f_n]$ 值。最后, 设计了一个 100 V 输入, 70 ~ 130 V 输出、负载电阻 14 ~ 48.4 Ω 、恒功率 350 W 的试验样机, 并与文献[14]通过开关管关断过程特点建立关断损耗解析式的方法对比, 所提方法在低增益模式下传输效率对比方法高了 1.1%, 在高增益模式下效率则高了 1.4%。与文献[21]方法对比, 所提方法在低增益模式和高增益模式下效率分别高了 1.3% 和 2.1%。证明所提方法在降低开关管关断损耗, 提高变换器效率方面具备有效性。

关键词:全桥 LLC 谐振变换器; 关断损耗; 优化设计; 时域分析; 差分进化算法; 宽范围输出

DOI:10.15938/j.emc.2025.11.014

中图分类号: TM46

文献标志码: A

文章编号: 1007-449X(2025)11-0144-11

Research on efficiency optimization method of wide range LLC resonant converter

YUAN Yisheng¹, XING Guangbing², HUANG Yikun¹, LIU Wei²

(1. School of Electrical and Automation Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China;

2. School of Transportation Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China)

Abstract: When the traditional LLC circuit operates at the lowest gain, the switching frequency is the highest and the loss is usually the largest. Therefore, it is worth studying to optimize the switching tube efficiency in low-gain mode. The analytic function between switching-off current I_{off} and inductance ratio k , normalized frequency f_n and quality factor Q was built by time domain analysis method. Taking $I_{\text{off}} \times f_s$ as the characteristic parameter to characterize the switching-off loss of the switching tube when the LLC circuit operates in low gain mode, and then the specific expression of the turn-off loss of the switching tube was derived. Then, two four-dimensional graphs, $[I_{\text{off}}, k, Q, f_n]$ and $[Q_{\text{sw-off}}, k, Q, f_n]$ were constructed to analyze the law between the parameters. Under the three constraints of voltage gain, switching tube ZVS on and minimum switching frequency, the value of $[k, Q, f_n]$ which makes $Q_{\text{sw-off}}$ optimal was

收稿日期: 2024-07-24

基金项目: 江西省自然科学基金(20232ACB204024); 国家自然科学基金(52067007); 江苏省社科联高职院校协同创新联合体专项课题(24XTA-12)

作者简介: 袁义生(1974—), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力电子系统及控制;

邢光兵(1993—), 男, 博士研究生, 研究方向为电力电子及其控制;

黄翌琨(1997—), 男, 硕士, 研究方向为电力电子系统及控制;

刘伟(1985—), 男, 博士研究生, 研究方向为电力电子与电力传动。

通信作者: 袁义生

derived. Then differential evolution algorithm was used to solve the $[k, Q, f_n]$ of the optimal switching-off loss in low-gain mode. Finally, a test prototype with 100 V input, 70 – 130 V output, load resistance 14 – 48.4 Ω and constant power 350 W was designed, and compared with the method of reference[14], which established the analytical expression of switching-off loss according to the characteristics of switching-off process. The transmission efficiency of the proposed method is 1.1% higher than that of the comparison method in low-gain mode. In high-gain mode, the efficiency is improved by 1.4%. Compared with the methods mentioned in the literature[21], the efficiency of the proposed method is increased by 1.3% and 2.1% in the low-gain mode and the high-gain mode, respectively. The effectiveness of the proposed method in reducing the turn-off loss of the switching tube and improving the efficiency of the converter is proved.

Keywords: full-bridge LLC resonant converter; switching-off loss; optimization design; time domain analysis; differential evolution algorithm; wide range output

0 引言

LLC 谐振变换器^[1-3]具有软开关、高效率、宽范围的优点,因而被广泛应用于新能源汽车充电装置、轨道交通车载充电机等场合。这些应用场合对变换器在高功率密度、小变换体积、宽范围输出上提出了更高的要求,变换器的开关频率也不断提高^[4]。开关管是 LLC 谐振变换器的重要元器件,其高频动作,使开关管关断损耗不容忽视。因此,考虑开关管关断损耗,设计变换器谐振腔的方法值得研究。

首先考虑电压增益 G_v 模型问题, G_v 与电感比 k 、归一化频率 f_n 、品质因数 Q 这 3 个变量成非线性函数关系,且 Q 又是关于谐振电感 L_r 、谐振电容 C_r 和负载电阻 R_o 的函数,这增加了设计难度。基波分析法是应用最广泛的电压增益分析方法,但是忽略了高次谐波对功率转换的影响。文献[5-6]基于时域分析法分析电路,给出各阶段时域方程,但是只关注了开关频率低于谐振频率部分,并未推导包含电路全部信息的方程组,并且更加复杂,不利于应用。故而文献[7]结合基波分析法和时域分析法,改进谐振腔参数设计方法,设计参数更加精确,但是效率并没有得到优化。

其次是 LLC 谐振变换器中开关管的零电压(zero-voltage-switching, ZVS)实现问题。文献[8]提出通过 PWM 控制策略使原边开关实现 ZVS,但是需要开关管具有较小的寄生电容和较快的开关速度,这将会增加元件的成本和设计难度。文献[9]通过计算方法设计合理的死区时间实现开关管 ZVS,但是励磁电感决定了励磁电流,带来了能量的损耗。

文献[10]研究了实现开关管 ZVS 和变换器总损耗优化的死区时间和励磁电感的设计问题,但是并没有考虑励磁电感对电压增益设计的影响。

传统的 LLC 谐振变换器效率优化问题因为约束条件不充分,设计方案多种多样。文献[11]指出了谐振腔电流有效值的极小值取决于 $(k-1)z_r$ 的极大值,然后根据最大负荷电压增益曲线来设计电感比 k 和特征阻抗 z_r ,最终得到谐振腔参数。文献[12]推导了电路总损耗数学表达式,然后根据最小开关频率和最大输出电压对谐振电感进行优化设计,最终得到谐振腔参数。但是文中忽略了最重要的开关管关断损耗,且关断电流也只是假设电路工作在谐振频率点上得到的,优化结果并不准确。文献[13]用谐振网络电压和电流的相移角间接表征回流功率,分析谐振参数与回流功率的内在关系,通过优化谐振参数降低回流功率的方法计算过程复杂,各谐振腔参数仍然未得到优化。文献[14]推导关断电流和关断损耗表达式,以实现 ZVS 和满足电压增益为限制,划定谐振腔器件参数设计范围,通过智能算法寻求谐振腔最优解的方法,电压增益表达式不准确,且仅是在高电压增益的优化设计,关断损耗依然不容忽视。

开关管的零电压导通、变压器变比 n 、最大电压增益 G_{vmax} ^[15] 的选择都会影响开关管的关断损耗。而传统谐振变换器设计和优化将谐振腔电流有效值、回流功率等指标作为谐振腔参数设计目标,只单独考虑上述影响因素。实际上,开关管关断电流 I_{off} 和开关频率 f_s 共同决定开关管关断损耗及磁性器件磁损,因此可以用 $I_{off} \times f_s$ 特征参数表征此类损耗。

同时考虑到低增益模式下开关管频繁动作,开关管关断损耗比高电压增益模式下更大,因此可以选择在低电压增益模式下设计和优化变换器谐振腔参数,使宽范围输出中关断损耗最低。

本文提出一种基于开关管关断损耗的谐振腔参数优化设计方法。首先,准确推导出表征开关管关断损耗特征量 $I_{\text{off}} \times f_s$ 与电感比 k 、品质因数 Q 、归一化频率 f_n 关系的数学表达式。其次,从开关管关断损耗最高的低电压增益模式出发,设计变换器谐振腔参数。然后,结合智能寻优算法,找寻 $[k, Q, f_n]$ 最优解,进而求解出谐振腔参数。最终在一台 100 V 输入、70 ~ 130 V 输出、恒功率 350 W 的实验样机上进行验证。

1 全桥 LLC 谐振变换器拓扑和工作区域

图 1 是全桥 LLC 谐振变换器拓扑结构,由逆变网络、谐振网络及整流滤波网络组成。原边 $S_1 \sim S_4$ 四个开关管构成全桥逆变网络,且各自带有反并联二极管,开关频率均为 f_s ;谐振电感 L_r 、励磁电感 L_m 及谐振电容 C_r 构成谐振网络;副边二极管 $D_1 \sim D_4$ 构成整流滤波网络。输入、输出电压分别为 U_{in} 和 U_o , 输入、输出电容分别为 C_i 和 C_o , 等效负载电阻为 R_o , 谐振腔电流为 i_{L_r} , 谐振电感上的电压为 V_{L_r} , 励磁电流为 i_{L_m} , 谐振腔电容电压为 V_{C_r} 。

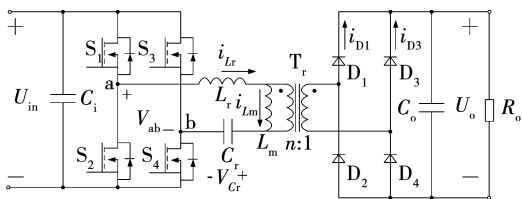


图 1 全桥 LLC 谐振变换器拓扑

Fig. 1 Topology of full-bridge LLC resonant converter

图 2 是全桥 LLC 谐振变换器根据电压增益和电路频率大致划分 3 个工作区域。其中,区域 3 是容性工作区域,此区域电路无法实现零电压开通。而区域 1 和区域 2 是感性工作区域,符合全桥 LLC 谐振变换器宽范围输出的设计要求,区域 1 是低增益输出,区域 2 是高增益输出。图中 v_o/v_i 为电压增益, f_s/f_r 为归一化频率,而品质因数 Q 的不同取值会影响电压增益调节范围、频率响应特性以及变换器的效率和损耗。从低增益出发设计使整个工作区

关断损耗最低的谐振腔参数,在此设计方法下,区域 2 由于开关频率低,关断损耗自然也是最低的。因此,重点讨论区域 1 全桥 LLC 谐振变换器工作状态。

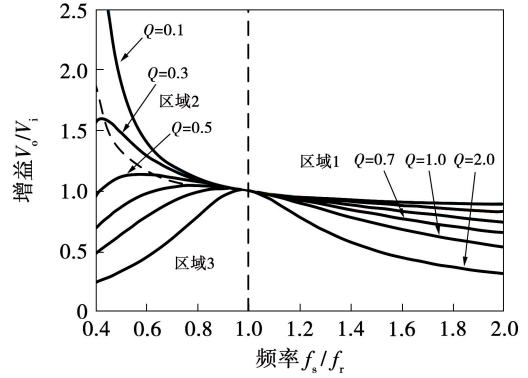


图 2 LLC 谐振变换器工作区域划分示意图

Fig. 2 Work area division diagram of LLC resonant converter

2 区域 1 开关管关断损耗特征量计算

全桥 LLC 谐振变换器工作时,开关管关断电流和开关频率共同决定关断损耗大小,因此,准确推导开关管关断电流表达式是关断损耗特征量表征的重要前提。

2.1 区域 1 全时域方程

区域 1 内电路工作频率 $f_s > f_r$, 处于降压模式,变换器呈感性,开关管工作在 ZVS 开通状态。此工作区间,开关管处于调频工作模式,根据电压、电流实际工作波形对电路进行分析,建立全时域方程组。区域 1 工况主要波形如图 3 所示,其中: $V_{gs1} \sim V_{gs4}$ 为开关管 $S_1 \sim S_4$ 的驱动信号; V_{ab} 为开关管 H 桥中点输出电压; i_{D1} 和 i_{D3} 分别为流经二极管 D_1 和 D_3 的电流。谐振电流不能突变,图 3 中 $t_1 \sim t_2$ 死区时间不能直接忽略。

由于全桥 LLC 谐振变换器^[22]一个开关周期内的模式过程具有对称性,所以只需对半个周期内的工作波形进行分析。记 t_0 时刻为起始时间, $t_0 \sim t_2$ 时刻半个周期谐振等效电路如图 4(a)、图 4(b) 所示。图中: i_{C_r} 为流经谐振电容的电流; V_i 为 LLC 直流输入电压; V_o 为 LLC 直流输出电压。为了方便分析,假定在 t_1 时间点 V_{ab} 电压直接反向,在 $t_1 \sim t_2$ 时间段内, V_{ab} 等于 $-V_i$, 电流方向保持不变,如图 4(b) 所示。

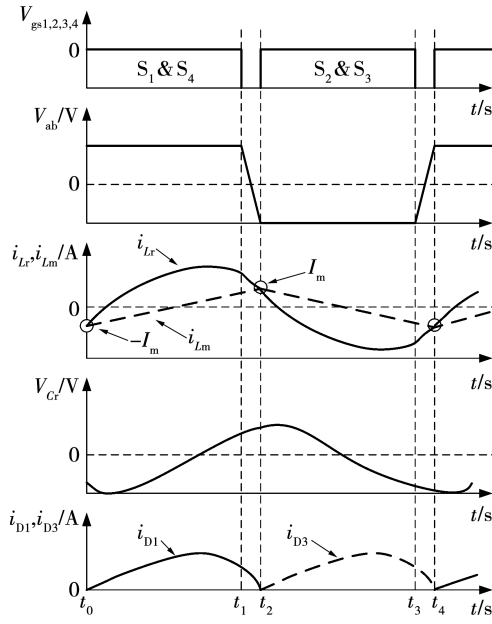


图 3 区域 1 工作波形

Fig. 3 Working waveform of area 1

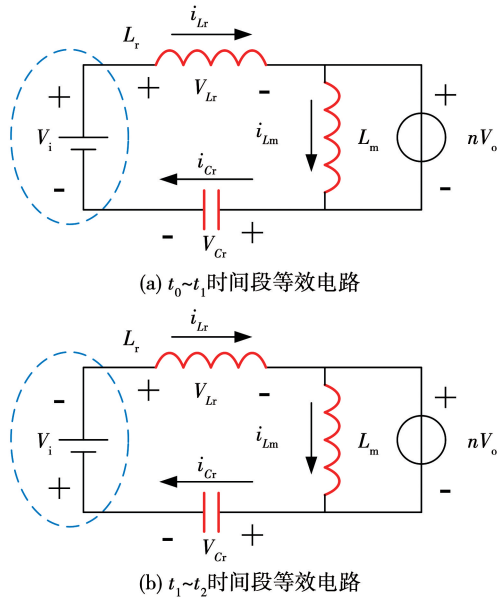


图 4 半个周期等效电路图

Fig. 4 Half cycle equivalent circuit diagram

根据图 4(a)、图 4(b) 等效电路列写微分方程^[16]为

$$i_{Lr}(t) = C \sin(\omega_1 t + \varphi) = C \cos \varphi \sin(\omega_1 t) + C \sin \varphi \cos(\omega_1 t). \quad (1)$$

式中: $i_{Lr}(t)$ 为谐振腔电流 i_{Lr} 的瞬时值; C 和 φ 为常量; ω_1 为谐振电流的角频率。

由于 t_0 为初始时刻, 初始条件为:

$$i_{Lr} \big|_{t=t_0} = -I_m; \quad (2)$$

$$\frac{di_{Lr}}{dt} \bigg|_{t=t_0} = \frac{1}{L_r} [V_i - nV_o - v_{Cr}(0)]. \quad (3)$$

代入式(1)中得

$$i_{Lr}(t) = \frac{V_i - nV_o - v_{Cr}(0)}{\omega_1 L_r} \sin(\omega_1 t) - I_m \cos(\omega_1 t). \quad (4)$$

式中: I_m 为 $t=t_2$ 时的谐振电流值; $v_{Cr}(0)$ 为 $t=t_0$ 时谐振电容两端电压初始值。

根据基尔霍夫电压定律对等效电路进行分析可得

$$v_{Cr}(t) = (V_i - nV_o) - \{ [V_i - nV_o - v_{Cr}(0)] \cos(\omega_1 t) + \omega_1 L_r I_m \sin(\omega_1 t) \}. \quad (5)$$

在上述分析的半个周期内, 励磁电流 i_{Lm} 线性变化, 结合得到的电流 i_{Lr} 和电压 v_{Cr} 表达式可得励磁电流 i_{Lm} 表达式为

$$i_{Lm}(t) = -I_m + \frac{nV_o}{L_m} t. \quad (6)$$

为了便于计算分析, 将相关参数做归一化处理, 设置基准电压 V_B 、基准电流 I_B 、基准阻抗 Z_B 和基准角频率 ω_B , 则: $V_B = V_i Z_B = Z_r = \sqrt{L_r/C_r}$; $I_B = V_i/Z_r$; $\omega_B = \omega_r = 1/\sqrt{L_r C_r}$ 。

结合上述基准值以及角度、角频率和时间的关系可以得到角度基准值, 同时归一化频率并设置电压增益 G 和电感系数 k 得到: $\omega_r = \omega_1$; $f_N = f_s/f_r$; $G = (nV_o)/V_i$; $\theta_0 = \omega_r t_0 = 0$; $\theta_1 = \omega_r t_1$; $\theta_2 = \omega_r t_2 = \omega_r T_s/2 = \pi/f_N$; $k = L_m/L_r$ 。其中 T_s 为谐振电路开关 i_{Lm} 管的工作周期。根据基准值得到谐振腔(励磁电流、谐振电流 i_{Lr} 、谐振电容电压 v_{Cr}) 的标么值(i_{Lm}^* 、 i_{Lr}^* 、 v_{Cr}^*), 且 $v_{Cr}^*(0)$ 和 I_m^* 分别为 $v_{Cr}(0)$ 和 I_m 的标么值。

从而得到 $t_0 \sim t_1$ 时间段, 即 $0 \leq \theta \leq \theta_1$ 时的 i_{Lm}^* 、 i_{Lr}^* 、 v_{Cr}^* 表达式为:

$$\left. \begin{aligned} i_{Lr}^*(\theta) &= -I_m^* \cos \theta + [1 - G - v_{Cr}^*(0)] \sin \theta; \\ v_{Cr}^*(\theta) &= -I_m^* \sin \theta - [1 - G - v_{Cr}^*(0)] \cos \theta + (1 - G); \\ i_{Lm}^*(\theta) &= -I_m^* + \frac{G\theta}{k}. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

同理可得, $t_1 \sim t_2$ 时间段, 即 $\theta_1 \leq \theta \leq \theta_2$ 时的 i_{Lm}^* 、 i_{Lr}^* 、 v_{Cr}^* 表达式为:

$$\left. \begin{aligned} i_{Lr}^*(\theta) &= I_{Lr}^*(\theta_1) \cos(\theta - \theta_1) + [-1 - G - v_{Cr}^*(0)] \sin(\theta - \theta_1); \\ v_{Cr}^*(\theta) &= I_{Lr}^*(\theta_1) \sin(\theta - \theta_1) - [-1 - G - v_{Cr}^*(0)] \cos(\theta - \theta_1) + (-1 - G); \\ i_{Lm}^*(\theta) &= -I_m^* + \frac{G\theta}{k}. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

2.2 边界条件

2.1 节根据全桥 LLC 谐振变换器电路工作区域 1 的电压电流波形列写了关于电路各部分电压电流瞬时值的时域方程,但是方程中部分参数需要边界条件限定为:

$$\left. \begin{aligned} I_{Lr}^*(\theta_2) &= -I_{Lr}^*(0) = I_m^*; \\ v_{Cr}^*(\theta_2) &= -v_{Cr}^*(0); \\ I_{Lm}^*(\theta_2) &= I_{Lm}^*(0) = I_m^*. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

同时,根据文献[16]励磁电流 i_{Lm} 在半个周期 $t_0 \sim t_2$ 内的积分等于 0 可得

$$v_{Cr}^*(\theta_2) - v_{Cr}^*(0) = \frac{8QG}{\pi f_n}. \quad (10)$$

式中品质因数 $Q = Z_r / (8n^2 R_o / \pi^2)$, 其中 R_o 为输出端等效负载电阻, Z_r 为特征阻抗。

联立式(7)、式(8)及边界条件,可得方程组:

$$I_{off} = i_{Lr} \frac{2\pi D}{f_n} = -\frac{\pi G}{2kf_n} \cos \frac{2\pi D}{f_n} + \left[1 - G - \frac{I_m^* \sin \frac{\pi}{f_n} + (1 - G) \cos \frac{\pi}{f_n} - 2 \cos(\frac{\pi}{f_n} - \frac{2\pi D}{f_n}) + \frac{8(1 + G)QG}{\pi f_n}}{\cos \frac{\pi}{f_n} - 1} \right] \sin \frac{2\pi D}{f_n}. \quad (13)$$

将关断电流表达式代入关断损耗特征量 $I_{off} \times f_s$ 中,记做 Q_{sw-off} 开关管关断损耗特征量可以表征为

$$Q_{sw-off} = \left\{ -\frac{\pi G}{2kf_n} \cos \frac{2\pi D}{f_n} + \left[1 - G - \frac{I_m^* \sin \frac{\pi}{f_n} + (1 - G) \cos \frac{\pi}{f_n} - 2 \cos(\frac{\pi}{f_n} - \frac{2\pi D}{f_n}) + \frac{8(1 + G)QG}{\pi f_n}}{\cos \frac{\pi}{f_n} - 1} \right] \sin \frac{2\pi D}{f_n} \right\} f_n f_r. \quad (14)$$

3 参数优化设计

设计一个输入 100 V、输出 70 ~ 130 V、恒功率

$$\left. \begin{aligned} I_m^*(1 + \cos \theta_2) + [1 - G - v_{Cr}^*(\theta)] \sin \theta_2 + 2 \cos(\theta_2 - \theta_1) - (1 + G) &= 0; \\ v_{Cr}^*(0)(1 + \cos \theta_2) - I_m^* \sin \theta_2 - (1 - G) \cos \theta_2 + 2 \cos(\theta_2 - \theta_1) - (1 + G) &= 0; \\ I_m^* &= \frac{G\theta_2}{2k}; \\ v_{Cr}^*(0)(\cos \theta_2 - 1) - I_m^* \sin \theta_2 - (1 - G) \cos \theta_2 + 2 \cos(\theta_2 - \theta_1) - (1 + M) \frac{8G\theta}{\pi f_n} &= 0; \\ \theta_2 &= \frac{\pi}{f_n}. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

2.3 关断损耗分析

将 2.2 节中式(11)代入式(7)中,得到 t_0 时刻电容初始电压为

$$v_{Cr}^*(0) = \frac{I_m^* \sin \theta_2 + (1 - G) \cos \theta_2 - 2 \cos(\frac{\pi}{f_n} - \omega_r t_1) + \frac{8(1 - G)QG}{\pi f_n}}{\cos \theta_2 - 1}. \quad (12)$$

进而得到 t_1 时刻,即 $\theta_1 = \omega_r t_1 = \frac{2\pi D}{f_n}$ 时开关管

关断电流,如下式所示:

350 W、负载电阻为 14 ~ 48 Ω 的变换器。假设变压器变比 $n = 1$, 谐振频率 $f_r = 100$ kHz。一些分析结果在其他变换器电路也具有适用性。

3.1 关断电流特性分析

根据式(13)、式(14)分析 I_m 、 Q_{sw-off} 与 $[k, Q, f_n]$ 的关系。根据低增益模式设计经验,取 $k \in [3, 8]$ 、 $f_n \in [1, 2]$ 、 $Q \in [1, 2]$ 、 $D = 0.45$, 可得到 $[I_{off}, k, Q, f_n]$ 和 $[Q_{sw-off}, k, Q, f_n]$ 四维曲面如图 5、图 6 所示。从图 5、图 6 可以看出:1) Q 值增加, 关断电流增大, 但增大的幅值逐渐减小;2) 在 $f_n \in [1, 2]$ 区间内, 关断电流存在峰值点, 且该峰值点随 Q 值减小而逐步靠近谐振频率点;3) 在 $f_n \in [1, 2]$ 区间内, k 值增加, 关断损耗减小, 但减小的幅值逐渐降低;4) 在 $f_n \in [1, 2]$ 区间内, 关断损耗存在峰值点, 该峰值点随 Q 值减小而靠近谐振频率点, 随 K 值的增大而远离谐振频率点。

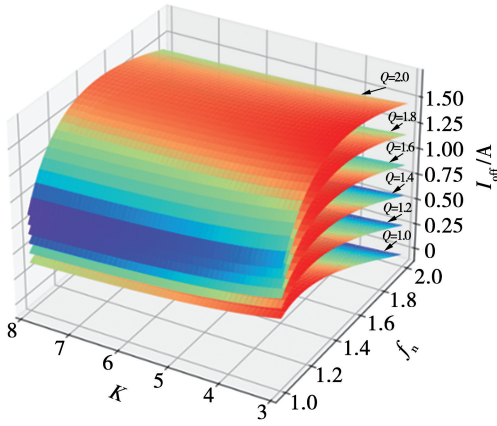


图 5 $[I_{off}, k, Q, f_n]$ 四维曲面

Fig. 5 Four-dimensional surface of $[I_{off}, k, Q, f_n]$

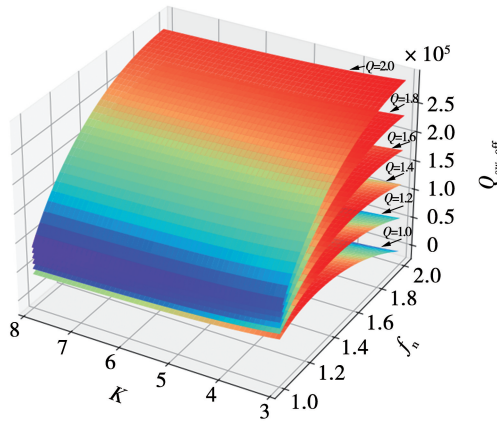


图 6 $[Q_{sw-off}, k, Q, f_n]$ 四维曲面

Fig. 6 Four-dimensional surface of $[Q_{sw-off}, k, Q, f_n]$

3.2 $[k, Q, f_n]$ 优化限定条件

为了获取 $[k, Q, f_n]$ 的最优解, 需要考虑 3 个限定条件:1) 设计参数满足电压增益要求;2) 开关管

实现 ZVS 开通;3) 开关频率 f_s 始终大于最小开关频率 $f_{s,min}$ 。

3.2.1 电压增益约束条件

设计谐振腔参数时, 输出电压增益范围是必须满足的限定条件。设计的变换器输出电压增益范围为 $[0.7, 1.3]$, 根据参考文献[17]中电压增益公式计算电压增益。

3.2.2 软开关

要实现软开关 ZVS 开通, 时域分析法中变量谐振电流初始值 $-I_m^*$ 是关键, 根据图 1 可知, 电路工作在区域 1 内, 因此 $I_m^* > 0$, 这是实现软开关的必要条件。

3.2.3 最小开关频率 $f_{s,min}$

当变换器工作在区域 1 和区域 2 临界点时, 根据文献[12]可知变换器输入阻抗 $Z_{in}(\omega_s)$ 表现为纯阻性, 即输入阻抗虚部为 0, 简化后得到

$$L_r C_r L_m^2 \omega_s^2 - L_m^2 + L_m C_r R_{ac}^2 + L_r C_r R_{ac}^2 - \frac{R_{ac}^2}{\omega_s^2} = 0. \quad (15)$$

当 $U_o = U_{o,max}$ 时, R_{ac} 达到最大值, $R_{ac,max} = 8R_{o,max}/\pi^2$, R_{max} 为输出侧直流负载电阻 R_o 等效到变压器二次侧的交流电阻。此时, 可求得开关频率 f_s 的最小值, 记为 $f_{s,min}$ 。该最小开关频率 $f_{s,min}$ 要始终小于变换器工作于高增益模式时的开关频率。

3.3 基于差分进化算法的谐振腔参数优化设计

在上述限定条件内寻找最优的 $[k, Q, f_n]$ 值, 使得关断损耗特征量最小。引入了函数寻优的差分进化算法^[19-20]。与传统的遗传算法、蚁群算法等类似, 差分进化算法 (differential evolution, DE) 是一种进化计算方法群中的全局优化算法, 属于群体型启发式搜索算法, 被广泛应用于多目标寻优中。DE 算法基本过程包括变异、交叉和选择操作。

变异操作:

$$P_i(A) = X_{r1}(A) + M_F [X_{r2}(A) - X_{r3}(A)]. \quad (16)$$

式中: A 为当前种群的代数; P 为变异个体; X_{r1} 、 X_{r2} 、 X_{r3} 为本次变异操作选取的 3 个不同个体; M_F 为算法中的变异算子, 在实际应用中一般取常数。

交叉操作:

$$U_{i,j}(A) = \begin{cases} P_{i,j}(A), & r < C_2 R \text{ or } i = j; \\ X_{i,j}(A), & \text{otherwise.} \end{cases} \quad (17)$$

式中: r 是随机数, 取值范围在 $[0, 1]$; $C_2 R$ 是该算法

中的交叉算子; $U_i(A)$ 为是保留了 $P_i(A)$ 或者 $X_i(A)$ 个体中的第 j 个成分的个体。

选择操作:

$$X_i(A+1) = \begin{cases} U_i(A), f(X_i(A)) < f(U_i(A)); \\ X_i(A), \text{otherwise.} \end{cases} \quad (18)$$

式中: f 是种群的适应度函数(一般采用优化目标函数或者其倒数); $X_i(A+1)$ 为最终选择生成的新个体。

本例中,将关断损耗特征量表达式作为适应度函数, k 、 Q 、 f_n 三个参数构成三维的目标搜索空间,由于设计的全桥 LLC 谐振变换器是恒功率负载,因此品质因数 Q 与输出电阻 R_o 有关,由 2.2 节中品质因数 $Q = Z_r / (8n^2 R_o / \pi^2)$ 分析可知,当 R_o 取较小值时, Q 会是一个大于 1 的数。因此取 $k \in [3, 8]$ 、 $f_n \in [1, 2]$ 、 $Q \in [1, 2]$ 。最终在实验中,最大进化代数取 50,单目标优化陷入停滞的判断阈值为 10^{-6} ,进化停滞计数器最大上限值设计为 50。

将谐振腔器件参数设计原则与 DE 算法流程相结合,形成总的设计流程,如图 7 所示。DE 算法流程此处不再赘述。

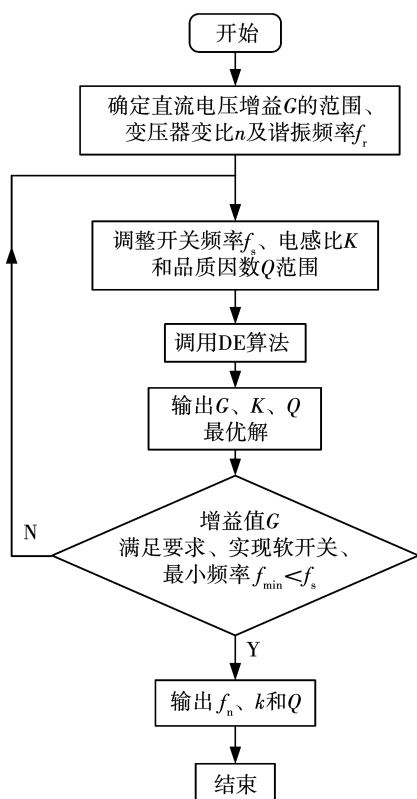


图7 谐振腔设计流程

Fig.7 Design flow of resonator

本例中,从低增益出发设计谐振腔参数,电压增益取 0.7,将判断条件设置为 $0.69 < G < 0.71$,最终计算得到优化关断损耗的参数为: $k = 4.23$ 、 $Q = 1.96$ 、 $f_n = 1.27$ 。代入增益公式中算出 $G = 0.69$,符合设计要求。

4 样机实验

4.1 样机设计

为了验证提出的全桥 LLC 变换器优化设计方法的可行性,基于 3.3 节,制作实验样机,该样机谐振电容 $C_r = 70.09$ nF,谐振电感 $L_r = 36.14$ μ H,变压器励磁电感 $L_m = 152.87$ μ H,变压器副边电感 $L_s = 152.87$ μ H,开关管 $Q_1 \sim Q_4$ 的型号为 1N52AB,二极管型号为 cl30H60D3L2,飞跨电容 $C_1 = 470$ μ F。

4.2 实验验证分析

根据 4.1 节中优化结果,计算得到低增益模式下 $k = 4.23$ 、 $Q = 1.96$,而高增益模式下 $Q = 0.58$,图 8 所示为 2 种工作模式下开关管 Q_1 理论关断电流曲线。由图可知,理论优化的低增益模式开关频率 $f_s = 127$ kHz 处,优化关断电流最小为 1.48 A,则归一化前的关断电流 $I_{off} = 6.52$ A,理论优化的高增益模式开关频率 $f_s = 64.5$ kHz 处,优化关断电流为 0.35 A,则归一化前的关断电流 $I_{off} = 1.68$ A。

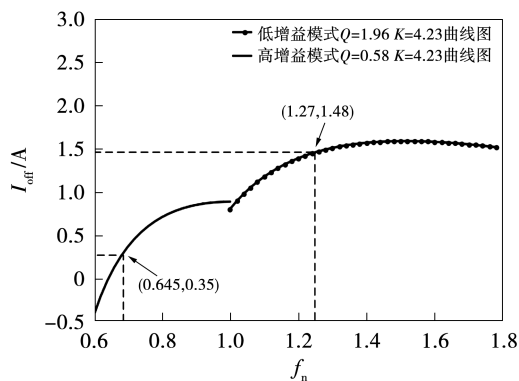


图8 理论的开关管关断电流曲线

Fig.8 Theoretical turn-off current curve of switching tube

4.2.1 低增益模式

低增益模式下,样机实验波形如图 9 所示。从图 9(a)可以看出,输出电压 $U_o = 69.25$ V,与设计的输出电压 70 V 基本一致。关闭超前管 Q_1 ,其关断电流 $I_{off} = 7.14$ A,也与理论推导出的 6.82 A 大小接近,误差为 4.48%,符合设计要求。同时,从图 9(b)可看出超前管 Q_1 和滞后管 Q_4 都实现了

ZVS,在开关管耐压下降到 0 以后,对应的驱动电压才开始上升。

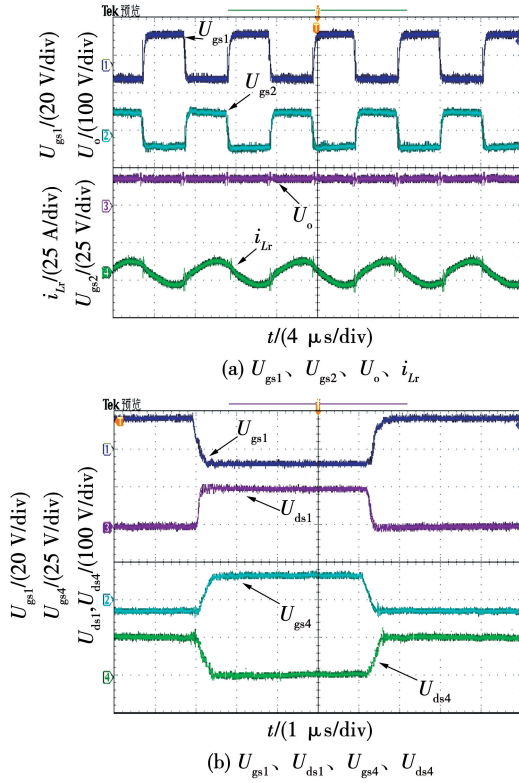


图 9 低增益模式样机实验波形

Fig.9 Prototype test waveform in low gain mode

4.2.2 高增益模式

高增益模式下,样机实验波形如图 10 所示。图 10(a)中谐振电流在进入 LLC 谐振阶段后逐渐下降。从图 10(b)可看出超前管 Q_1 和滞后管 Q_4 都实现了 ZVS,在开关管耐压下降到 0 以后,对应的驱动电压才开始上升。

同时,从图 10(a)可以看出,输出电压 $U_o = 137.8 \text{ V}$,与设计的输出电压 130 V 基本一致。关闭超前管 Q_1 ,其关断电流 $I_m = 1.76 \text{ A}$,与理论推导出的 1.68 A 大小接近,误差为 4.55% ,符合设计要求。

4.2.3 损耗分析

谐振变换器的损耗包括磁性元件的损耗和功率开关的损耗。磁性元件的损耗是由高频变压器和谐振电感引起的,主要是铁心的铁损 P_{Fe} 和铜线的铜损 P_{Cu} ,而开关的损耗主要是通态损耗和开关损耗。经过计算,所提方法变换器工作在低增益模式和高增

益模式时的损耗分布情况如图 11 所示。

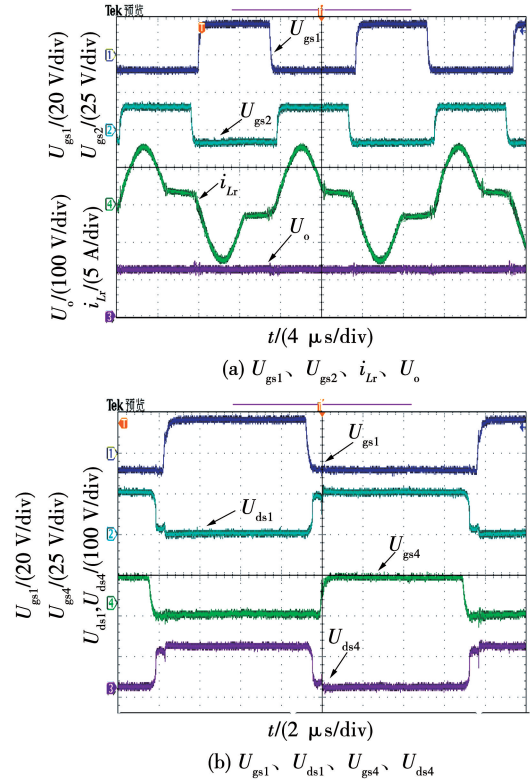


图 10 高增益模式样机实验波形

Fig.10 Prototype test waveform in high gain mode

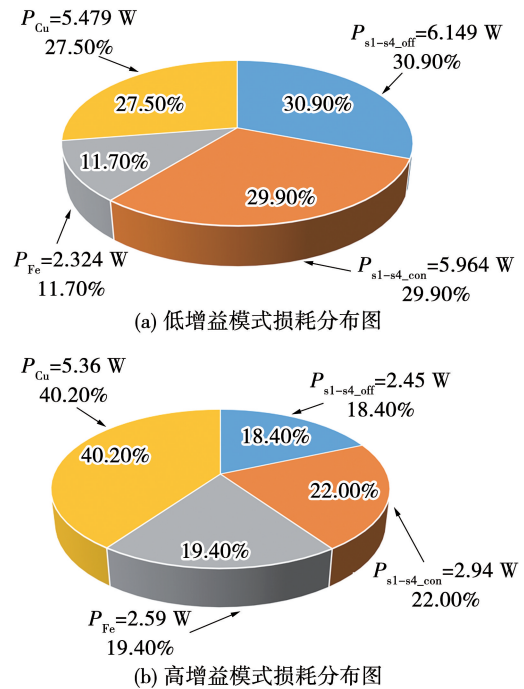


图 11 所提方法损耗分布图

Fig.11 Loss distribution diagram of the proposed method

由图 11 可知,在低增益模式下开关管关断损耗最大,占总损耗的 30.9%。而高增益模式比低增益模式的总损耗低,效率更高。

4.3 对比试验

采用文献[14]的优化方法进行了设计与优化效果对比。该论文通过时域分析法建立关断损耗与 $[k, Q, f_n]$ 之间的解析函数,然后采用粒子群算法求解关断损耗优化下的谐振腔参数,但是设计目标并没有实现开关管最低关断损耗下的宽范围输出。文献[14]中设计参数为 $k=4.153\ 6$ 、 $Q=0.478\ 6$ 、 $f_n=0.61$ 。器件参数具体如下:谐振频率 $f_r=100\ \text{kHz}$;谐振电容 $C_r=80\ \text{nF}$;谐振电感 $L_r=32\ \mu\text{H}$;变压器励磁电感 $L_m=131\ \mu\text{H}$;变压器副边电感 $L_s=131\ \mu\text{H}$;主变压器变比 $n=1:1$ 。

图 12(a) 为开关管 Q_1 低增益模式下关断过程波形图,图 12(b) 为开关管 Q_1 高增益模式下关断过程波形图。

另外,还采用文献[21]中在直流变换模式下,通过选择较大的电感比,来设计 LLC 谐振变换器谐振腔参数的方法做比较。设计参数为 $k=6.05$ 、 $f_n=0.62$ 、 $Q=0.53$,对比实验的器件参数具体如下:谐振频率 $f_r=100\ \text{kHz}$;谐振电容 $C_r=132\ \text{nF}$;谐振电感 $L_r=19\ \mu\text{H}$;变压器励磁电感 $L_m=115\ \mu\text{H}$;变压器副边电感 $L_s=115\ \mu\text{H}$;主变压器变比 $n=1:1$ 。

将所提优化方法与文献[14]和文献[21]优化方法的实验结果进行对比,如表 1 所示。可知,所提

优化方法在宽范围输出中开关管关断电流和传输效率上都更优,在低增益模式下传输效率比文献[14]方法提高了 1.1%,比文献[21]方法提高了 1.3%,在高增益模式下效率比文献[14]提高了 1.4%,比文献[21]提高了 2.1%。

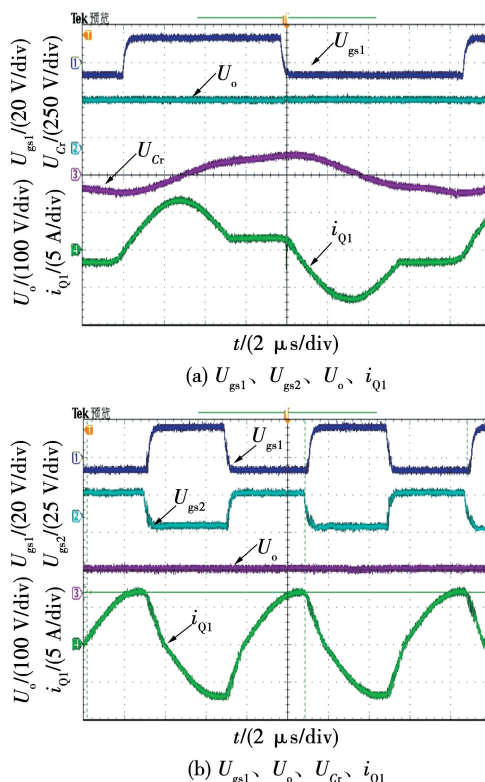


图 12 对比样机开关管关断过程

Fig. 12 Comparison of the switching process of the prototype

表 1 对比结果

Table 1 Comparison results

参数	所提方法		文献[21]方法		文献[14]方法	
	低增益	高增益	低增益	高增益	低增益	高增益
U_{in}/V	100	100	100	100	100	100
U_o/V	68.25	134.75	69.34	131.26	69.20	131.53
i_{Q1-off}/A	7.14	1.76	7.43	2.31	7.21	2.15
f_s/Hz	127 000	64 500	134 000	62 100	128 200	60 900
P_o/W	330.8	335.3	326.2	328.0	326.9	330.4
$I_{off} \cdot f_s / (\text{A} \cdot \text{Hz})$	$7.14 \times 127\ 000 = 9.07 \times 10^5$	$1.76 \times 64\ 500 = 1.14 \times 10^5$	$7.43 \times 134\ 000 = 9.96 \times 10^5$	$2.31 \times 62\ 100 = 1.43 \times 10^5$	$7.21 \times 128\ 200 = 9.24 \times 10^5$	$2.15 \times 60\ 900 = 1.31 \times 10^5$
效率/%	94.5	95.8	93.2	93.7	93.4	94.4

5 结 论

本文针对传统 LLC 谐振电路,提出一种效率优

化方法,该方法用 $I_{off} \times f_s$ 表征开关管的关断损耗,可以更加简便和准确地推导出开关管关断损耗表达式。从低增益模式出发设计谐振腔参数,可以优化

LLC 谐振电路在整个宽范围输出中开关管的关断损耗,效率进一步得到提高。与之前的优化方法相比,所提方法在效率优化方面效果更显著,证明所提方法的有效性,并且具有普适性,可应用于其他 LLC 谐振电路中。

参 考 文 献:

- [1] IVENSKY G, BRONSHTEIN S, ABRAMOVITZ A. Approximate analysis of resonant LLC DC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(11): 3274.
- [2] 辛晓敏, 荆龙, 赵宇明, 等. 变频控制 LLC 变换器的新型参数设计方法[J]. 电工电能新技术, 2020, 39(10): 29.
XIN Xiaomin, JING Long, ZHAO Yuming, et al. A novel parameter design method for LLC converters based on variable frequency control[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2020, 39(10): 29.
- [3] 何圣仲, 陈宇航, 代东雷, 等. 一种 PWM 控制宽输出 LLC 变换器[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(6): 62.
HE Shengzhong, CHEN Yuhang, DAI Donglei, et al. PWM controlled wide output LLC converter[J]. Electric Machines and Control, 2022, 26(6): 62.
- [4] SUN Wenjin, WU Hongfei, HU Haibing, et al. Design considerations and experimental evaluation for LLC resonant converter with wide battery voltage range[C]//2014 IEEE Conference and Expo Transportation Electrification Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific), August 31-September 3, 2014, Beijing, China. 2014: 1-6.
- [5] SHAFIEI N, SAKET M A, ORDONEZ M. Time domain analysis of LLC resonant converters in the boost mode for battery charger applications[C]//2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), October 1-5, 2017, Cincinnati, USA. 2017: 4157-4162.
- [6] LIU Teng, ZHOU Ziyang, XIONG Aiming, et al. A novel precise design method for LLC series resonant converter[C]//INTELEC 06-Twenty-Eighth International Telecommunications Energy Conference, September 10-14, 2006, Providence, RI, USA. 2006: 1-6.
- [7] 马皓, 祁丰. 一种改进的 LLC 变换器谐振网络参数设计方法[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(33): 6.
MA Hao, QI Feng. An improved design method for resonant tank parameters of LLC resonant converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(33): 6.
- [8] 潘健, 刘松林, 石迪, 等. 宽电压应用定频 LLC 谐振变换器的 PWM 控制策略[J]. 电力科学与技术学报, 2022, 37(5): 80.
PAN Jian, LIU Songlin, SHI Di, et al. PWM control strategy of fixed frequency LLC resonant converter for wide voltage applications[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2022, 37(5): 80.
- [9] 王三虎, 冯江华, 陈修林. LLC 谐振变换器 ZVS 开通研究[J]. 湖南工业大学学报, 2012, 26(4): 52.
WANG Sanhu, FENG Jianghua, CHEN Xiulin. Research on realizing the ZVS operation of LLC resonant converter[J]. Journal of Hunan University of Technology, 2012, 26(4): 52.
- [10] 任仁, 张方华, 刘硕. 基于 LLC 直流变压器(LLC-DCT)效率优化的死区时间与励磁电感设计[J]. 电工技术学报, 2014, 29(10): 141.
REN Ren, ZHANG Fanghua, LIU Shuo. Optimal design for efficiency based on the dead time and magnetizing inductance of LLC DC transformer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(10): 141.
- [11] 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.
HU Haibing, WANG Wanbao, SUN Wenjin, et al. Optimal efficiency design of LLC resonant converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(18): 48.
- [12] 徐恒山, 尹忠东, 黄永章. 考虑最大输出电压和效率的 LLC 谐振变换器的设计方法[J]. 电工技术学报, 2018, 33(2): 331.
XU Hengshan, YIN Zhongdong, HUANG Yongzhang. Design method of LLC resonant converter considering maximum output voltage and efficiency[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(2): 331.
- [13] SHI Z, TANG Y, GUO Y, et al. Optimal design method of LLC half-bridge resonant converter considering backflow power analysis[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(4): 3599.
- [14] 袁义生, 张钟艺, 梅相龙, 等. 三电平 LLC 谐振变换器关断损耗的优化设计[J]. 电力自动化设备, 2020, 40(2): 28.
YUAN Yisheng, ZHANG Zhongyi, MEI Xianglong, et al. Optimal design of switching-off loss in three-level LLC resonant converters[J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(2): 28.
- [15] JIANG T Y, ZHANG J M, WU X K, et al. A bidirectional three-level LLC resonant converter with PWM control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(3): 2213.
- [16] 王志刚, 董长城, 侯凯, 等. 全桥 LLC 电路时域模型及其分析[J]. 电力系统自动化, 2018, 42(20): 138.
WANG Zhigang, DONG Changcheng, HOU Kai, et al. Time domain model of full bridge LLC circuit and its analysis[J]. Automation of Electric Power Systems, 2018, 42(20): 138.
- [17] 袁义生, 陶滔滔, 彭能, 等. 一种多模式宽输出三桥臂 DC-DC 变换器[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(4): 81.
YUAN Yisheng, TAO Taotao, PENG Neng, et al. Multi-mode three-bridge DC-DC converter for wide voltage output range[J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(4): 81.
- [18] 周国华, 范先焱, 许多, 等. 具有宽范围输入和高效率的改

- 进型 LLC 谐振变换器[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(10): 9.
- ZHOU Guohua, FAN Xianyan, XU Duo, et al. Improved LLC resonant converter with wide range input and high efficiency[J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(10): 9.
- [19] 李丹, 崔文峰, 陈桂鹏. 基于差分进化算法的 SIMO Buck 变换器最优动态响应探索[J]. 北京航空航天大学学报, 2025, 51(5): 1457.
- LI Dan, CUI Wenfeng, CHEN Guipeng. Optimal dynamic response exploration for SIMO Buck converter based on differential evolution algorithm[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2025, 51(5): 1457.
- [20] 任旭阳, 卜旭辉, 尹艳玲, 等. 基于多策略多目标差分进化算法的风光储系统协调优化调度[J]. 系统仿真学报, 2025, 37(2): 450.
- REN Xuyang, BU Xuhui, YIN Yanling, et al. Coordinated and optimal dispatching for wind-photovoltaic-storage systems based on multi-strategy multi-objective differential evolution algorithm [J]. Journal of System Simulation, 2025, 37(2): 450.
- [21] CHEN W S, XU M X, GE Y H, et al. Parameter design of high power LLC resonant converter[C]//2022 IEEE 5th International Conference on Electronics Technology (ICET), May 13 - 16, 2022, Chengdu, China. 2022: 421 - 425.
- [22] 金涛, 肖晓森, 张钟艺, 等. 基于宽范围增益和效率的 LLC 谐振变换器设计方法[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(10): 108.
- JIN Tao, XIAO Xiaoseng, ZHANG Zhongyi, et al. Design method of LLC resonant converter based on wide range gain and efficiency[J]. Electric Machines and Control, 2023, 27(10): 108.

(编辑:刘琳琳)