

基于 DBO-FHA 的双向 CLLLC 谐振变换器参数优化设计*

马帅旗 贺海育 任思嘉 赵佳瑶 张力蕾

(陕西理工大学电气工程学院, 汉中 723000)

【摘要】针对采用基波分析(FHA)法设计 CLLLC 变换器参数时,步骤繁杂、无法找到变换器最优硬件参数的问题,提出一种基于基波分析法和蜣螂优化(DBO)算法的 CLLLC 变换器参数设计和寻优策略。通过 FHA 推导出变换器参数的设计边界,并将其作为设计约束条件;根据变换器的转换效率与硬件参数间的关系,建立变换器工作效率函数;利用 DBO 算法在设计约束范围内,对目标函数进行寻优,获得最佳效率点的硬件参数。试验结果表明:采用所提出方案设计制作的样机效率可达 97%,进一步证明了该方案的可行性。

关键词:基波分析法 蜣螂优化算法 双向谐振变换器 参数优化

中图分类号:TM46 **文献标志码:**A **DOI:** 10.19620/j.cnki.1000-3703.20240648

Parameter Optimization Design of CLLLC Bidirectional Resonant Converter Based on DBO-FHA

Ma Shuaiqi, He Haiyu, Ren Sijia, Zhao Jiayao, Zhang Lilei

(Shaanxi University of Technology, Hanzhong 723000)

【Abstract】To address the challenges associated with the complex steps and inability to identify the optimal hardware parameters of the CLLLC converter when designing parameters by using the Fundamental Harmonic Analysis (FHA) method, this paper proposes a CLLLC converter parameter design and optimization approach based on the fundamental wave analysis method and the Dung Beetle Optimizer (DBO) algorithm. Firstly, the FHA is employed to derive the design boundary of the converter parameters as the design constraints. Secondly, the efficiency function of the converter is established according to the relationship between converter efficiency and hardware parameters. Then, the DBO algorithm is used to optimize the objective function within the design constraints to obtain the hardware parameter values at the best efficiency point. The experimental results indicate that the efficiency of the designed prototype can reach 97%, further proving feasibility of this scheme.

Key words: First Harmonic Approximation (FHA), Dung Beetle Optimizer (DBO), CLLLC resonant converter, Parameter optimization

【引用格式】马帅旗,贺海育,任思嘉,等.基于 DBO-FHA 的双向 CLLLC 谐振变换器参数优化设计[J].汽车技术,2025(2):37-45.

MA S Q, HE H Y, REN S J, et al. Parameter Optimization Design of CLLLC Bidirectional Resonant Converter Based on DBO-FHA[J]. Automobile Technology, 2025(2): 37-45.

1 前言

在电动汽车车载充电机的应用中,变换器需灵活适应充电与放电两种方式的功率传输需求。作为大功率隔离型双向 DC/DC 变换器,CLLLC 双向谐振变换器凭借高效率^[1]、高功率密度^[2-3]等优点,广泛应用于新能源汽车。

目前,对于双向 CLLLC 变换器的研究中,廖嘉睿等^[4]结合时域方程和拟合方法优化同步整流策略,进一步提升了 CLLLC 变换器的工作效率。周国华等^[5-6]利用控制策略、拓扑结构等方式拓展 CLLLC 变换器的输出电压范围,同时优化回流功率与电流应力。

鉴于变换器的性能及效率下限由硬件参数决定,可结合增益曲线,利用基波分析(First Harmonic

*基金项目:陕西省自然科学基金项目(2023-JC-YB-442)。

Approximation, FHA)法对变换器的硬件参数进行设计。曲璐等^[7]基于 FHA 对谐振网络进行建模,分析了关键参数变换对变换器的影响,并给出变换器匝数比和谐振电容取值的最佳范围,但未对变换器的效率进行建模。许景慧等^[8]通过分析 CLLLC 变换器的软开关条件,提出了参数设计方法及详细步骤。陈启超等^[9]基于 FHA 引入谐振腔电流,论证了变换器效率与谐振腔电流间的关系,在参数设计时引入变换器效率。

为了精确分析 CLLLC 变换器的损耗,Zhao 等^[10]采用谐振腔均方根电流的平方和表征变换器损耗,指导变换器的参数设计。由于约束条件及目标函数均为高阶非线性方程,所以迭代法无法直接寻求函数最优解,需引入智能优化算法,同时避免了复杂的运算。江友华等^[11-12]以软开关条件、直流电压增益为约束条件,以变换器损耗为目标函数,利用量子粒子群和布谷鸟算法对变换器参数进行寻优,简化变换器参数计算,并提高参数精度和变换器效率。

因此,针对 CLLLC 变换器参数设计中未考虑硬件参数对于变换器效率的影响及参数寻优的问题,本文构建 CLLLC 变换器的效率曲面,并结合基波分析法所推导的设计约束引入螻蛄优化(Dung Beetle Optimizer, DBO)算法进行 CLLLC 变换器的参数优化设计,最后通过样机试验进一步证明提出方案的有效性。

2 CLLLC 变换器的模态分析与约束设计

2.1 CLLLC 变换器模态分析

CLLLC 变换器是在 LLC 谐振变换器的副边增加一组电容-电感,继承了 LLC 谐振变换器软开关的同时,能够进行双向传输功率,从而降低开关元件的功率损耗。在零电压开关(Zero Voltage Switch, ZVS)区域中,开关器件与谐振腔的电压、电流的典型波形如图 1 所示。其中, $v_{S_{11}}$ 、 $v_{S_{13}}$ 为原边开关管 S_{11} 、 S_{13} 的触发信号(由于 S_{11} 、 S_{12} 同时导通, S_{13} 、 S_{14} 同时导通,因此仅分析 S_{11} 和 S_{13})。 v_{Cr1} 为变换器原边谐振电容电压波形; i_p 为变压器原边电流波形; i_m 为变压器原边励磁电感电流波形; $i_{S_{11}}$ 、 $i_{S_{13}}$ 为开关管电流波形; i_s 为变换器副边电流波形; $i_{S_{o1}}$ 、 $i_{S_{o3}}$ 为副边开关管的电流波形。

$t_a \sim t_e$ 时刻对应的变换器模态如图 2 所示。图 2a 中, $[t_a, t_b]$ 时刻为死区时间,变换器原边开关管 S_{11} 、 S_{12} 断开,励磁电流 i_m 将 S_{11} 、 S_{12} 的结电容放电结束后,且 S_{13} 、 S_{14} 未连通,则通过 S_{11} 、 S_{12} 的体二极管续流。当 $i_m = i_p$, 变压器副边电流 $i_s = 0$, 变压器原边励磁电感 L_m 参与谐振,此时谐振腔为三元谐振,负载端由输出电容供电。

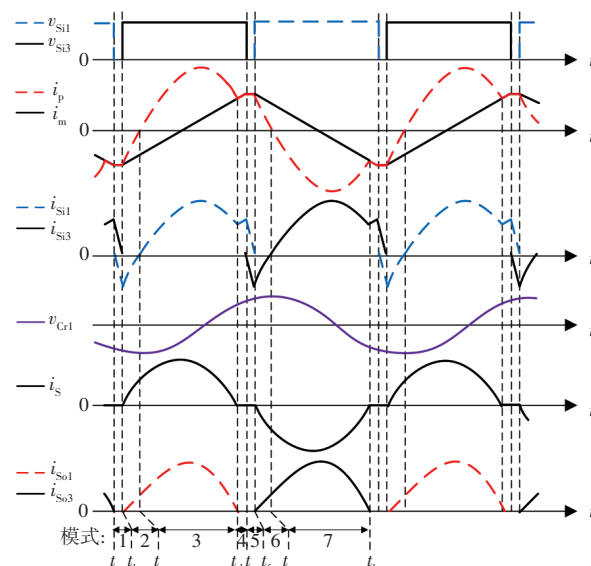


图 1 CLLLC 变换器典型波形

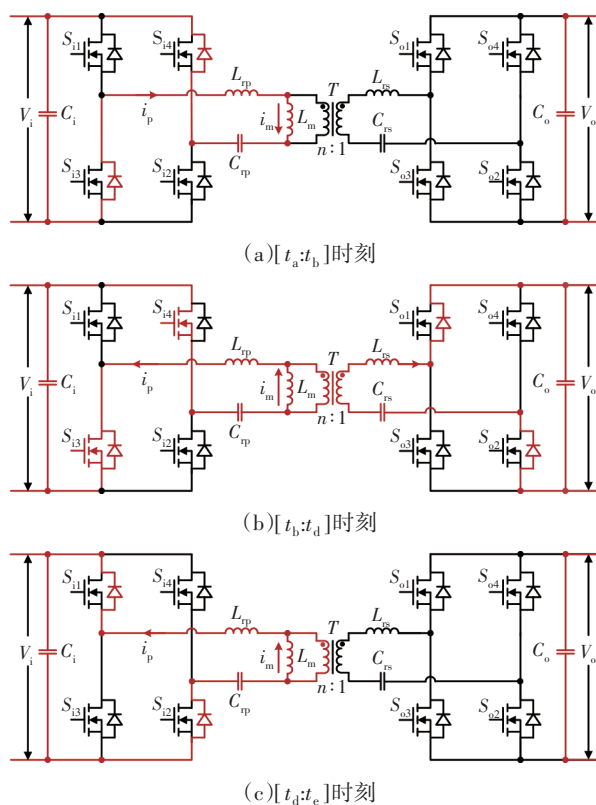


图 2 CLLLC 变换器工作模态

图 2b 中,在 $[t_b, t_d]$ 时刻,变换器原边开关管 S_{13} 、 S_{14} 导通, S_{11} 、 S_{12} 断开。此时 $i_m < i_p$, 电源电压通过 S_{13} 、 S_{14} 接入谐振腔,迫使谐振腔电流过零点。由于输出电容和负载上电压不变,变压器副边电压将钳位原边励磁电感电压,此时励磁电感 L_m 退出谐振,由原边谐振电感 L_p 、谐振电容 C_p 构成二元谐振。

图 2c 中, $[t_d, t_e]$ 时刻由于 i_p 为类正弦电流,在 t_d 时刻,当 $i_m = i_p$ 时,励磁电感 L_m 再次参与谐振,使得 i_p 的方向不变。此时为全桥开关管的死区时间,开关管全部

断开, i_p 对 S_{11} 、 S_{12} 的结电容充电, 对 S_{13} 、 S_{14} 的结电容放电, 即软开关现象。当所有开关管结电容完成充/放电后, 若死区未结束, 则通过开关管 S_{13} 、 S_{14} 的体二极管续流, 此时为 $[t_a:t_b]$ 时刻模式, 后半周期的模式与前半周期相同。

2.2 FHA建模与约束设计

由于谐振腔电流为类正弦, 建立精准的时域模型运算量较大, 而FHA中仅有基波进行能量传输, 因此, 结合图2工作模式, 基于FHA的CLLLC变换器建立等效模型, 如图3所示。其中, u_i 为原边的全桥逆变网络输出; L_{rp} 、 C_{rp} 分别为原边谐振电感和电容; L_m 为变压器励磁电感; 等效电阻 $R_{eq} = n^2 \frac{8}{\pi^2} \frac{V_{out}}{I_{out}}$, n 为变压器变比, V_{out} 、 I_{out} 分别为变换器输出电压和电流。

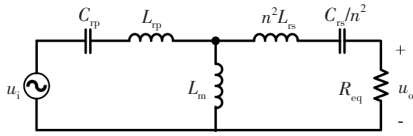


图3 CLLLC变换器基波等效电路

根据等效电路, 得到谐振腔电压增益公式为^[13]:

$$\left\{ \begin{array}{l} M(f_n, Q, k) = \sqrt{\left(1 + \frac{1}{k} - \frac{1}{kf_n^2}\right)^2 + \frac{Q^2}{k^2} a^2} \\ a = (2k + 1)f_n - \frac{2k + 2}{f_n} + \frac{1}{f_n^3} \\ Q = \frac{Z_0}{R_{eq}} = \frac{\pi^2}{8} \frac{I_{out}}{V_{out}} \frac{1}{n^2} Z_0 = \frac{\pi^2}{8} \frac{P_{out}}{(nV_{out})^2} Z_0 \\ Z_0 = \sqrt{\frac{L_{rp}}{C_{rp}}}, f_n = \frac{f_s}{f_{r1}}, k = \frac{L_m}{L_{rp}} \end{array} \right. \quad (1)$$

式中: f_n 、 f_{r1} 分别为标幺开关频率和第一谐振频率, k 为电感比, Q 为品质因数, Z_0 为特征阻抗, P_{out} 为变换器输出功率。

谐振腔电压增益 M 由 f_n 、 k 、 Q 共同约束, 鉴于CLLLC变换器为对称结构, 所以正、反向运行时, 使用同一簇增益曲线。当品质因数 $Q=0.4$, 电感比 $k=7$ 时, 电压增益曲线簇如图4所示。

图4a中, 当 k 较小时, 在较窄的频率范围内能够得到较高的电压增益, 即变换器励磁电感 L_m 减小, 谐振腔内的无功电流循环加快, 导致CLLLC变换器的无功损耗增加。图4b中, 当 Q 逐渐增加, 增益曲线会跨过纯阻性边界, 进入容性区域, 此时两个谐振频率点间不存在单调性。

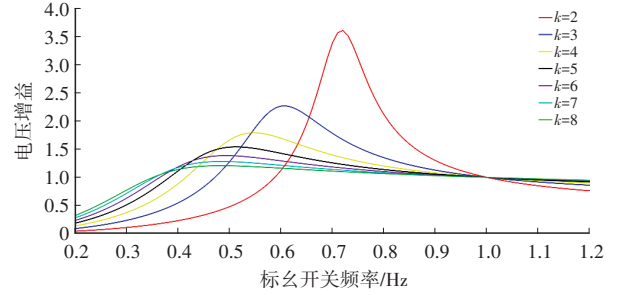
从上述分析可知, Q 与变换器的工况紧密相关, 在设计变换器硬件参数中调整参数 k , 选取合适的 k 、 Q 使CLLLC变换器满足以下条件:

2025年 第2期

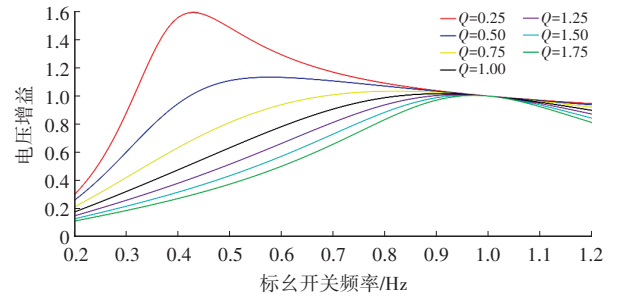
a. 符合电压增益, 满足变换器需求。

b. 保证全负载范围内的软开关条件, 使谐振腔中呈现感性或阻性。

c. 变换器保持较高的工作效率。



(a) 不同电感比 ($Q=0.4$)



(b) 不同品质因数 ($k=7$)

图4 CLLLC变换器电压增益特性

为了满足CLLLC变换器的软开关特性及电压增益设计需求, 计算变换器的阻性运行边界处 Q 的最大值, 并将其作为边界。根据变换器基波等效电路得到谐振腔的输入阻抗:

$$Z_{in} = j\omega_s L_{rp} - j \frac{1}{\omega_s C_{rp}} + j\omega_s L_m // (R_{eq} + j\omega_s L_{rp} - j \frac{1}{\omega_s C_{rp}}) \quad (2)$$

式中: ω_s 为开关角频率, j 为虚数。

设 Z_{in} 的虚部为 0, 得到谐振腔在纯阻性边界处

$$Q = \frac{f_n}{\sqrt{(1 - f_n^2)[(2k + 1)f_n^2 - 1]}}$$

所以电压增益临界时, 品质因数最大值为:

$$Q_{max} = \frac{1}{\sqrt[4]{2k + 1} \sqrt{\left(1 - \frac{1}{\sqrt{2k + 1}}\right) (\sqrt{2k + 1} - 1)}} \quad (3)$$

联立式(1)~式(3), 正向3项变换器参数约束^[14]为:

$$\left\{ \begin{array}{l} L_{rp} \leq 4Q_{max} V_{in}^2 / (\pi^3 f_{r1} P_{out}) \\ L_{rp} \leq 4V_{in}^2 \sqrt{k + 1} / (\pi^3 P_{out} k f_{r1}) \\ L_{rp} \leq \frac{\sqrt{\frac{V_o}{V_{in}} - \frac{V_o}{V_{in}} f_{nmin}^2 + f_{nmin}^2 k - \frac{V_o}{V_{in}} f_{nmin}^2 k}}{\pi^3 f_{r1} P_{out} (f_{nmin}^2 - 1)(2f_{nmin}^2 k + f_{nmin}^2 - 1)} \\ 4 \frac{V_o}{V_{in}} V_{in}^2 f_{nmin} \sqrt{\frac{V_o}{V_{in}} f_{nmin}^2 - \frac{V_o}{V_{in}} + f_{nmin}^2 k + \frac{V_o}{V_{in}} f_{nmin}^2 k} \end{array} \right. \quad (4)$$

式中: V_{in} 、 V_o 分别为CLLLC变换器的额定输入和输出电压, f_{nmin} 为变换器硬件支持的最小开关频率。

同理,反向3项变换器参数约束为:

$$\left\{ \begin{array}{l} L_{rp} \leq 4Q_{max} V_{out}^2 / (\pi^3 f_{r1} R_{out}) \\ L_{rp} \leq 4V_{out}^3 \sqrt{k+1} / (\pi^3 f_{r1} P_{out} V_{in} k) \\ 4V_{out}^2 k \sqrt{\frac{1}{\left(\frac{V_o}{V_{in}}\right)^2} - \left(\frac{1}{k} + 1 - \frac{1}{f_n^2 k}\right)^2} \\ L_{rp} \leq \frac{4V_{out}^2 k \sqrt{\frac{1}{\left(\frac{V_o}{V_{in}}\right)^2} - \left(\frac{1}{k} + 1 - \frac{1}{f_n^2 k}\right)^2}}{f_{r1} P_{out} \pi^3 \left[\frac{1}{f_{nmin}^3} - \frac{2k+2}{f_{nmin}} + f_{nmin}(2k+1) \right]} \end{array} \right. \quad (5)$$

由于上述参数约束仅包含变换器的具体工况参数,所以可将参数设计视为谐振电感 L_{rp} 的设计,从而降低变换器整体参数设计的复杂度与运算量。虽然在约束内均可满足变换器的软开关条件和电压增益需求,但变换器性能较差,其电能的转换效率较低。因此,可通过引入变换器的效率曲面,控制转换效率,再进行参数设计。

3 建立CLLLC变换器的效率曲面

在CLLLC变换器中,主要的回路损耗由开关管的导通损耗、变压器以及谐振电感绕组的等效直流电阻损耗以及谐振电容的等效串联电阻损耗等组成^[15],得到变换器的总损耗为:

$$\left\{ \begin{array}{l} P_{loss} = I_{Lp}^2 \cdot R_{loss} \\ I_{Lp} = \frac{U_p}{|Z_{in}|} \end{array} \right. \quad (6)$$

式中: P_{loss} 为变换器的总功率损耗, I_{Lp} 为变换器的谐振腔电流, U_p 为变换器原边桥臂中点电压, R_{loss} 为变换器回路中的等效电阻。

变换器的传输效率为:

$$\left\{ \begin{array}{l} \eta = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{loss}} = \frac{1}{1 + \frac{R_{loss} \cdot R_{eq}}{|Z_{in}|^2 \cdot M^2}} \\ = \frac{1}{1 + \frac{R_{loss}[\alpha(k, f_n) + \beta(k, f_n, Q)]\gamma(k, f_n, Q)}{\varepsilon(k, f_n, Q, R_{eq})s(k, f_n, Q)}} \\ P_{out} = (n^2 U_s^2) / R_{eq} = M^2 \cdot (U_p^2 / R_{eq}) \end{array} \right. \quad (7)$$

$$\text{其中, } \alpha(k, f_n) = \left(1 + \frac{1}{k} - \frac{1}{k \cdot f_n^2}\right)^2,$$

$$\beta(k, f_n, Q) = \left(\frac{Q}{k}\right)^2 \left[(2k+1) \cdot f_n - \frac{2k+2}{f_n} + \frac{1}{f_n^3}\right]^2,$$

$$\gamma(k, f_n, Q) = \left[1 + (f_n k Q + f_n Q - Q/f_n^2)^2\right]^2,$$

$$\varepsilon(k, f_n, Q, R_{eq}) = f_n^4 k^4 Q^4 R_{eq} + Q^2 R_{eq} [(k+1)f_n^2 - 1]^2,$$

$$s(k, f_n, Q) = \left[(2k+1)Q^2 f_n + \frac{1 - (2k+2)Q^2}{f_n} + \frac{Q^2}{f_n^3}\right]^2.$$

式中: P_{out} 为等效负载 R_{eq} 的功率, U_s 为变换器副边桥臂中点电压。

此时,变换特征阻抗为 $Z_0 = 2\pi L_{rp} f_{r1}$ 。通过式(1)改写品质因数 $Q = \frac{\pi^3 L_{rp} f_{r1} P_{out}}{4 (MV_{in})^2}$,得到由电感比 k 和谐振电感值 L_{rp} 约束的电压增益 $M(f_n, L_{rp}, k)$ 。将其代入式(7),得到:

$$\eta = I(f_n, L_{rp}, k) = \frac{1}{\left(\frac{R_{loss}(\delta(k, f_n) + \lambda(f_n, L_{rp}, k))\kappa(f_n, L_{rp}, k)}{\left(\frac{o(f_n, L_{rp}, k)\varpi(f_n, L_{rp}, k)}{2V_{in}^2 \nabla_5} + \theta(f_n, L_{rp}, k)\right)} + 1\right)} \quad (8)$$

其中,

$$\left\{ \begin{array}{l} \delta(k, f_n) = \left(\frac{1}{k} - \frac{1}{f_n k} + 1\right)^2 \\ \lambda(f_n, L_{rp}, k) = \frac{f_{r1}^2 L_{rp}^2 P_o^2 \pi^6 \left(\frac{1}{f_n^3} - \frac{2k+2}{f_n} + f_n(2k+1)\right)^2 \nabla_1^2}{16k^2 V_{in}^4 \nabla_4^2} \\ \kappa(f_n, L_{rp}, k) = \left(\left(\frac{f_n f_{r1} L_{rp} P_o \pi^3 \nabla_1}{\nabla_3} - \frac{f_{r1} L_{rp} P_o \pi^3 \nabla_1}{4f_n V_{in}^2 \nabla_5} + \frac{f_n f_{r1} k L_{rp} P_o \pi^3 \nabla_1}{\nabla_3}\right) + 1\right)^2 \\ o(f_n, L_{rp}, k) = f_{r1}^2 L_{rp}^2 P_o \pi^4 ((k+1)f_n^2 - 1)^2 \\ \varpi(f_n, L_{rp}, k) = \left\{ \frac{f_{r1}^2 L_{rp}^2 P_o^2 \pi^6 \nabla_1^2}{16f_n^3 V_{in}^4 \nabla_4^2} - \frac{f_{r1}^2 L_{rp}^2 P_o^2 \pi^6 (2k-2) \nabla_1^2 - 1}{f_n} + \frac{f_n f_{r1}^2 L_{rp}^2 P_o^2 \pi^6 (2k+1) \nabla_1^2}{\nabla_2} \right\} \nabla_1 \\ \theta(f_n, L_{rp}, k) = \frac{f_n^4 f_{r1}^4 k^4 L_{rp}^4 P_o^3 \pi^{10} \nabla_1^3}{32V_{in}^6 \nabla_4^3} \end{array} \right.$$

其中,

$$\nabla_1 = \nabla_{13} + 4f_n^5 k V_{in}^2 + 2f_n^5 V_{in}^2 - 4f_n^3 k V_{in}^2 - 4f_n^3 V_{in}^2 + 2f_n V_{in}^2,$$

$$\nabla_2 = 16V_{in}^4 \nabla_4^2, \nabla_3 = 4V_{in}^2 \nabla_5 \nabla_4 = \frac{ab}{2} + \nabla_{22} \nabla_5 = \frac{cd}{2} + \nabla_{22},$$

$$\nabla_7 = 6f_n^4 f_{r1} k L_{rp} P_o \pi^3, \quad \nabla_8 = 3f_n^6 f_{r1} k L_{rp} P_o \pi^3,$$

$$\nabla_9 = 3f_n^2 f_{r1} k L_{rp} P_o \pi^3, \quad \nabla_{10} = 3f_n^4 f_{r1} L_{rp} P_o \pi^3,$$

$$\nabla_{11} = 3f_n^2 f_{r1} L_{rp} P_o \pi^3, \quad \nabla_{12} = f_n^6 f_{r1} L_{rp} P_o \pi^3,$$

$$\nabla_{13} = 2f_n^5 k^2 V_{in}^2, \quad \nabla_{14} = f_{r1} L_{rp} P_o \pi^3,$$

$$\nabla_{15} = f_{r1} L_{rp} P_o f_n^4 k^2 \pi^3, \quad \nabla_{16} = f_{r1} L_{rp} P_o f_n^4 k \pi^3,$$

$$\nabla_{17} = f_{r1} L_{rp} P_o f_n^6 k \pi^3, \quad \nabla_{18} = f_{r1} L_{rp} P_o f_n^2 k \pi^3,$$

$$\begin{aligned} \nabla_{19} &= f_{r1} L_{rp} P_o f_n^4 \pi^3, & \nabla_{20} &= f_{r1} L_{rp} P_o f_n^2 \pi^3, \\ \nabla_{21} &= f_{r1} L_{rp} P_o f_n^6 \pi^3, & \nabla_{22} &= f_n^5 k^2 V_{in}^2, \\ a &= \sqrt{\nabla_{13} - \nabla_{14} - \nabla_{11} + \nabla_{10} - \nabla_{12} - \nabla_9 + \nabla_7 - \nabla_8 + \nabla_6}, \\ b &= \sqrt{\nabla_{13} + \nabla_{14} + \nabla_{11} - \nabla_{10} + \nabla_{12} + \nabla_9 - \nabla_7 + \nabla_8 - \nabla_6}, \\ c &= \sqrt{-\nabla_{17} - \nabla_{21} + \nabla_{13} + \nabla_{15} + \nabla_{16} + \nabla_{19} - \nabla_{18} - \nabla_{20} - \nabla_{14}}, \\ d &= \sqrt{\nabla_{17} + \nabla_{21} + \nabla_{13} - \nabla_{15} - \nabla_{16} - \nabla_{19} + \nabla_{18} + \nabla_{20} + \nabla_{14}} \end{aligned}$$

最后,以输入 350/300 V、输出 250 V、额定功率 1 kW、谐振频率 250 kHz 的变换器参数代入式(8)。在 f_n 范围为 0.75~1 Hz 的效率曲面如图 5 所示。

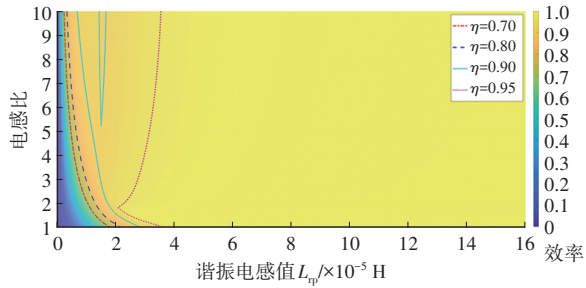
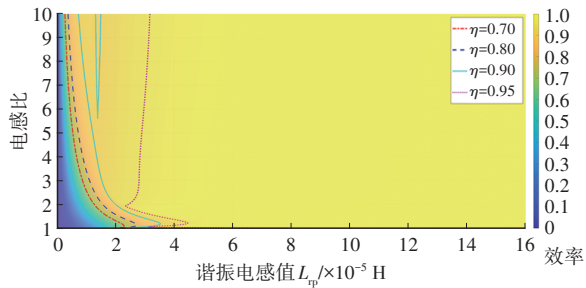
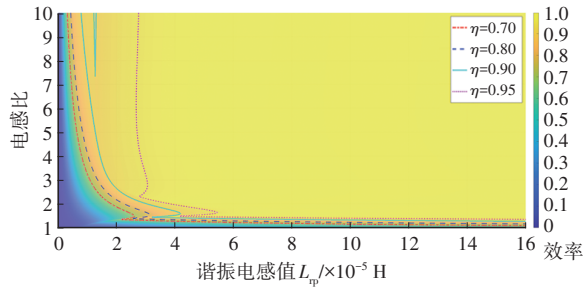
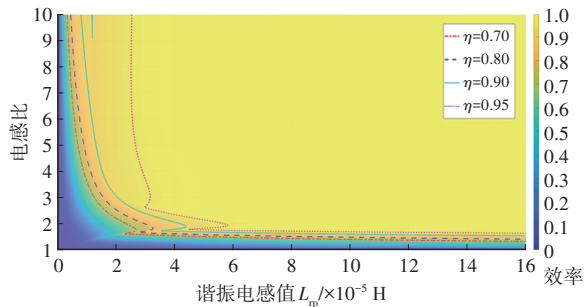

 (a) $f_n=1$ Hz

 (b) $f_n=0.9$ Hz

 (c) $f_n=0.8$ Hz

 (d) $f_n=0.75$ Hz

图5 CLLLC变换器效率曲面

由图 5 可知,当 f_n 逐渐降低时,效率等高线将向右上方移动,即同一变换器硬件参数点(谐振电感值,电感比)处的变换器工作效率降低,应该利用最严苛工况($f_n=0.75$ Hz)进行参数计算,得到变换器最佳效率。

4 基于 DBO 算法的 CLLLC 变换器的效率寻优以及参数设计

由于变换器转换效率的表达式阶数较高,无法通过求导得到极值点,因而引入蜚螂优化算法,对 $f_n=0.75$ Hz 时变换器的转换效率进行寻优。

蜚螂优化算法是一种受自然界蜚螂种群行为启发的智能优化算法,有着收敛迅速和精度高等优点,主要由滚球蜚螂、繁殖蜚螂、觅食蜚螂以及偷窃蜚螂组成^[16]。其中,每个蜚螂位置即对应一个变换器的硬件参数解,即谐振电感值 L_{rp} 和电感比 k ,蜚螂种群的最优位置即为转换效率的目标函数值。

4.1 滚球蜚螂

在自然界中,蜚螂在滚球过程中沿直线运动,且蜚螂存在趋光行为,所以使用线性函数描述该运动:

$$\begin{cases} x_i(t+1) = x_i(t) + \alpha \cdot k_b \cdot x_i(t-1) + b \cdot \Delta x \\ \Delta x = |x_i(t) - X^w| \\ \alpha \in \{-1, 1\} \end{cases} \quad (9)$$

式中: $x_i(t)$ 为当前蜚螂的位置, $\alpha=-1$ 、 $\alpha=1$ 分别为蜚螂偏离/未偏离初始方向, t 为当前的迭代次数, $k_b=0.1$ 为缺陷因子, $b=0.3$ 为常数, X^w 为当前次搜寻的全局最差值, Δx 为光源距离。

当蜚螂遇到障碍物时,将通过跳舞的行为进行位置更新 $x_i(t+1) = x_i(t) + \tan(\theta) |x_i(t) - x_i(t-1)|$, $\theta \in [0, \pi]$ 。因此,可利用 $\tan(\theta)$ 确认蜚螂的滚动方向。

4.2 繁殖蜚螂

蜚螂选择在安全区域进行产卵,可利用该繁殖行为对蜚螂的寻优边界进行约束:

$$\begin{cases} L_b^* = \max(X^* \times (1 - R), L_b) \\ U_b^* = \min(X^* \times (1 + R), U_b) \\ R = \frac{1 - t}{T_{\max}} \end{cases} \quad (10)$$

式中: L_b 、 U_b 分别为寻优问题的上、下界, L_b^* 、 U_b^* 分别为产卵区域的上、下界, X^* 为当前搜寻的最优值, T_{\max} 为最大迭代次数。

为了避免算法陷入局部最优的问题,卵球的位置随迭代动态变化,产卵蜚螂的位置更新为 $X_i(t+1) = X^* + b_1(X_i(t) - L_b^*) + b_2(X_i(t) - U_b^*)$, 其中, b_1 、 b_2 为 $1 \times d$ 的随机向量。

4.3 觅食蛭螂

为了引导蛭螂在最优区域觅食,则该区域为:

$$\begin{cases} L_b^b = \max(X^b \times (1 - R), L_b) \\ U_b^b = \min(X^b \times (1 + R), U_b) \end{cases} \quad (11)$$

式中: X^b 为当前的全局最优值, L_b^b 、 U_b^b 分别为当前觅食区域的上、下界。

觅食蛭螂的位置更新为 $x_i(t+1) = x_i(t) + C_1(x_i(t) - L_b^b) + C_2(x_i(t) - U_b^b)$, $C_2 \subseteq [0,1]$ 。其中, C_1 为服从正态分布的随机数, C_2 为 $1 \times d$ 的向量。

4.4 偷窃蛭螂

为了模仿蛭螂从其他蛭螂处偷窃粪球行为,其位置更新为 $x_i(t+1) = X^b + S \cdot g \cdot (|x_i(t) - X^b| + |x_i(t) - X^b|)$ 。其中, $S=0.5$, g 为随机变量。

根据正、反向CLLLC变换器谐振电感值 L_p 约束条件,对寻优问题的上、下界从常量转变为约束函数,并在算法迭代中实时更新。分别将设计约束范围内的 L_p 、 k 代入式(8),得到当前硬件参数下的变换器效率。在迭代过程中,若超出蛭螂运动边界,则将其固定至边界;若未超出边界,蛭螂继续参与运动,并在每次迭代后,对比目标函数,找到其最大值。

通过电感比 k 、谐振电感 L_p 和第一谐振频率点 f_{r1} ,得到CLLLC变换器的全部硬件参数。由式(8)建立带有约束条件的效率曲面,如图6所示。将效率曲面简化为效率等高线,式(4)~式(5)中的6项设计条件受谐振电感值 L_p 约束,即计算结果大于 L_p 。

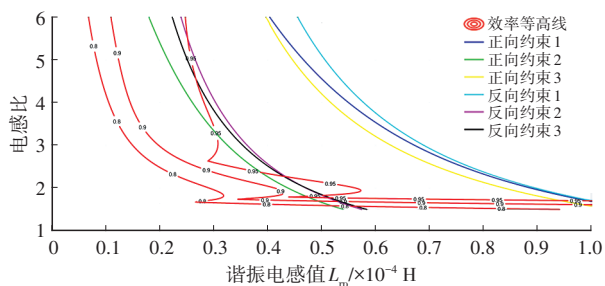
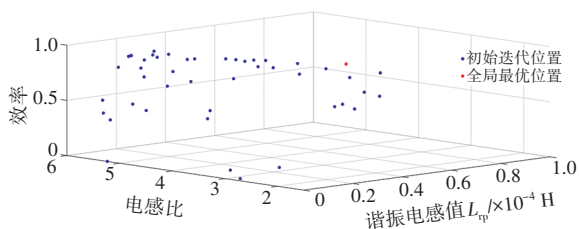
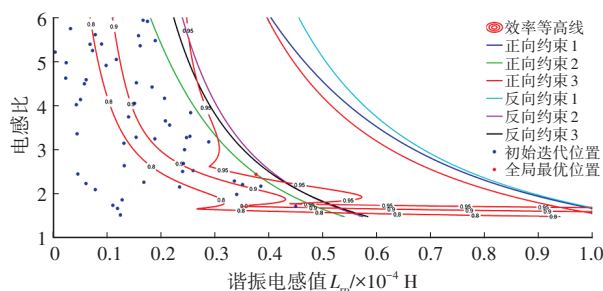


图6 带约束条件的CLLLC变换器效率

在约束条件范围内,对转换效率进行寻优,得到满足约束且效率最高处的硬件参数 L_p 和 k 。在DBO寻优过程中,初始位置与全局最优位置,如图7所示。



(a)DBO 搜寻全局最优与初始位置对比



(b)全局最优位置在效率曲面内的映射

图7 DBO 搜寻全局最优值

为了验证 DBO-FHA 算法的寻优性能,分别采用量子粒子群 (Quantum-behaved Particle Swarm Optimization, QPSO) 算法^[17]、灰狼优化 (Grey Wolf Optimizer, GWO) 算法^[18]以及蛭螂算法进行 CLLC 参数寻优,结果如图8所示。DBO 算法的收敛速度与所求目标函数适应度值均优于 QPSO 与 GWO。

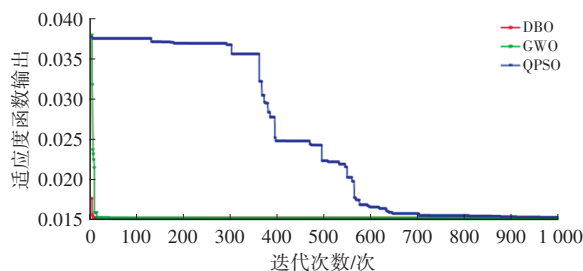


图8 不同优化算法迭代对比

5 试验验证

为了验证上述分析的正确性和设计方法的有效性,本文设计搭建了一台 CLLC 变换器样机,参数如表1所示。由于实物制作中电感、变压器等存在误差,因而计算参数与实际制作元件参数如表2所示,关键器件选型如表3所示,样机结构如图9所示。

表1 CLLC 谐振变换器样机规格

参数	取值	参数	取值
输入电压/V	350~300	谐振频率/kHz	200
输出电压/V	250	运行频率/kHz	150~300
最大输出功率/kW	1	变压器变比	1.4

表2 CLLC 谐振变换器样机参数设计

参数	DBO-FHA	FHA
电感比值	2.454 6	2
原边谐振电感/ μ H	37.602	30.35
副边谐振电感/ μ H	19.185	15.48
励磁电感/ μ H	92.298	60.7
原边谐振电容/nF	16.841	40.9
副边谐振电容/nF	33.008	80.164

表3 CLLLC谐振变换器样机关键器件

元件	制造商	型号
谐振电感	美磁	PQ3535
谐振电容	科雅	MMKP
变压器	美磁	PQ5050
MOSFET	科瑞	C3M0040120K

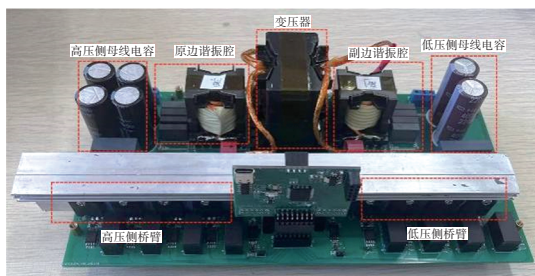
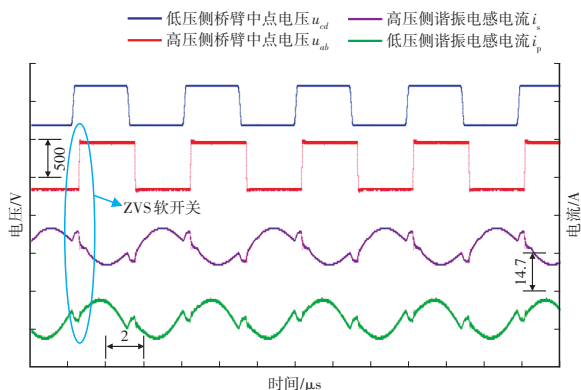
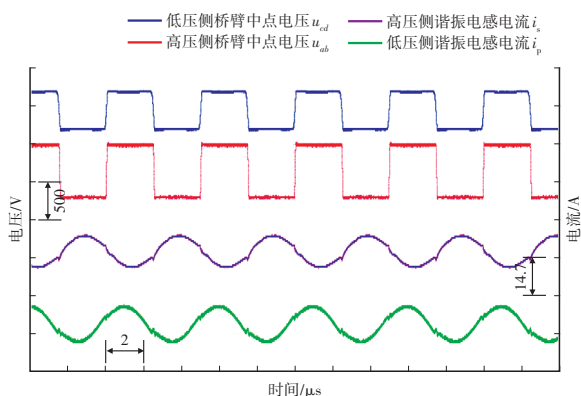


图9 样机结构

测试中,以典型工作点、典型工作波形为研究对象,变换器正向工作时,输入为350~300 V,输出为250 V,以1 kW恒功率运行时,其桥臂中点电压波形与谐振腔电流波形分别如图10、图11所示。



(a)300~250 V

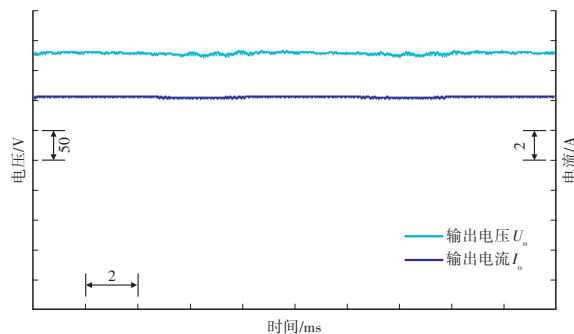


(b)350~250 V

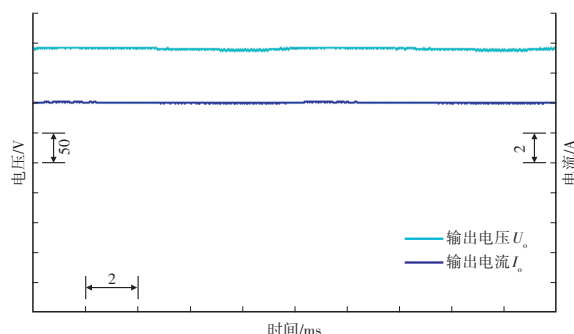
图10 CLLLC变换器正向运行时桥臂电压与谐振腔电流波形

由图10可知,变压器原边电流在变压器励磁电感感滞位的过程,且原边MOSFET导通前,体二极管先行导通,变换器正向工作时实现ZVS。图11a中,负载侧电压为238.76 V,电流为4.296 A,功率为1 025.71 W,此时

工作频率为170 kHz,变换器欠谐振。图11b中,负载侧电压为246.16 V,电流为4.106 A,功率为1 010.73 W,此时工作频率为199.14 kHz,应处在第一谐振点附近,变换器准谐振且变比为1.42,表明谐振腔增益为1.01,符合预期需求。因此,变换器正向工作时,频率范围为168~220 kHz,满足设计要求。



(a)300~250 V



(b)350~250 V

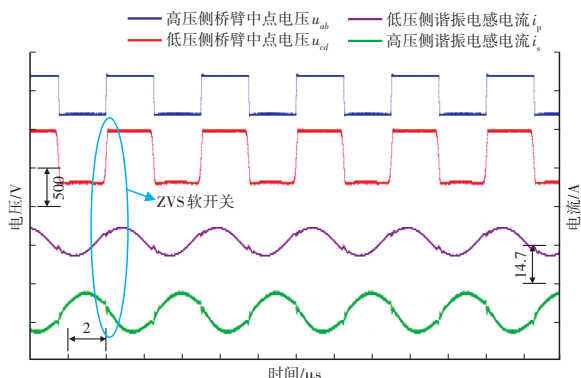
图11 CLLLC变换器正向运行输出电压电流波形

变换器反向工作输入为250 V,输出为350~300 V,变换器以1 kW恒功率运行时,其桥臂中点电压波形与谐振腔电流波形分别如图12、图13所示。

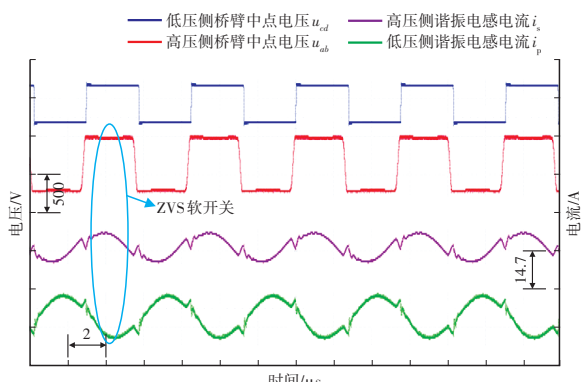
由图12中可知,在副边MOSFET导通前,体二极管先行导通,变换器反向工作时实现ZVS。图13a中,负载侧电压为318.37 V,电流为3.156 A,功率为1 025.71 W,此时工作频率为220.53 kHz,变换器工作在过谐振状态。图13b中,负载侧电压为348.97 V,电流为3.124 A,功率为1 090.2 W,此时工作频率为201.37 kHz,应处在第一谐振点附近,变换器准谐振且变比为1.39,表明谐振腔增益为0.99,符合设计参数,且满足应用需求。因此,变换器反向工作时,频率范围为200~230 kHz,同样满足设计参数。

为了验证本文方法的有效性,与FHA方法进行对比,结果如图14所示。样机正向工作时,变换器效率超过93%,输入为350 V,输出为250 V、工作在第一谐振点时,其峰值效率可达97%。本文设计方法所设计的CLLC变换器参数在实际运行中的效率曲线均优于

FHA设计方法所设计的变换器参数。

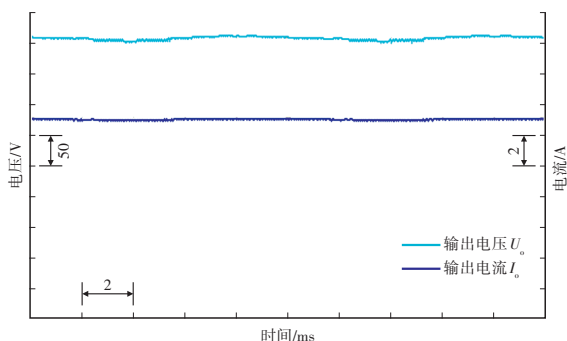


(a) 250~300 V

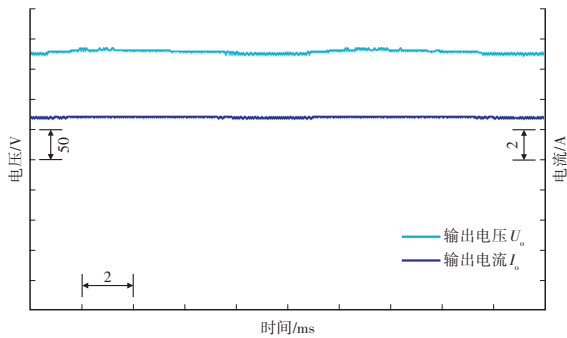


(b) 250~350 V

图12 CLLC变换器反向运行时桥臂电压与谐振腔电流波形



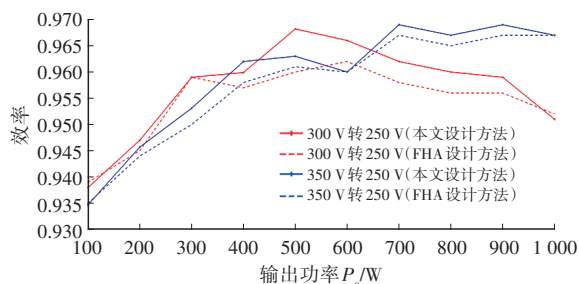
(a) 250~300 V



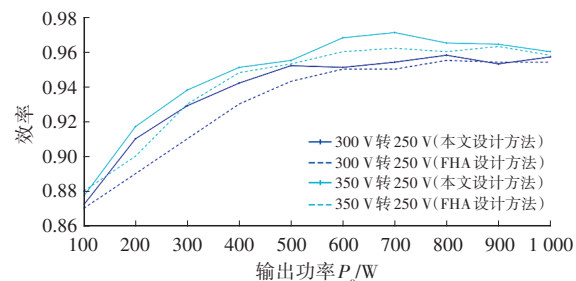
(b) 250~350 V

图13 CLLC变换器反向运行输出电压、电流波形

当环境温度为21.1℃,变换器满载运行30min后自然冷却,磁性元件和MOSFET均温度较低,没有明显升温,如图15所示,进一步证明了本文方案的合理性。

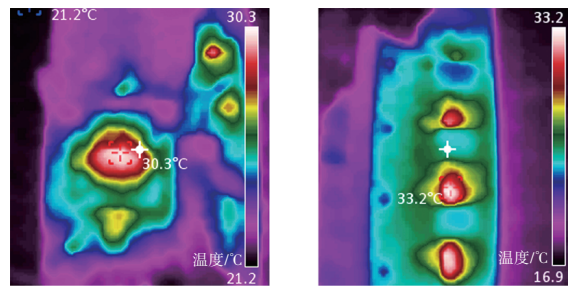


(a) 正向运行



(b) 反向运行

图14 运行效率曲线



(a)磁芯

(b)MOSFET

图15 变换器满载时关键器件温度

6 结束语

本文通过FHA推导CLLLC变换器设计约束,引入效率平面作为寻优算法的目标函数,得到最高效率点处变换器硬件参数。该方法能够满足设计增益需求的同时,使变换器具有全负载范围软开关的能力,效率最高可达97%。但因试验中整流管使用SiC-MOSFET器件,其二极管压降较大,造成功率损耗,后续将结合优化的同步整流控制方法进行相应调制。

参考文献

- [1] 赵子先,康龙云,于玮,等.基于简化时域模型的CLLC直流变换器参数设计[J].电工技术学报,2022,37(5):1262-1274.
ZHAO Z X, KANG Y L, YU W, et al. Parameter Design Method of CLLC DC-DC Converter Based on Simplified Time Domain Model[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(5): 1262-1274.
- [2] 杨玉岗,武艳秋,孙晓钰,等.交错并联双向CLLC型谐振变换器中U+U型磁集成变压器的设计[J].电工技术学报,2021,36(2):282-291.

- YANG Y G, WU Y Q, SUN X Y, et al. Design of U+U Type Magnetic Integrated Transformer in Interlaced Bidirectional CLLC Resonant Converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(2): 282-291.
- [3] YANG J X, XU Y H, WU X K, et al. High-Density Planar Integrated Magnetics with Two-Sided Merged Inductor Windings and Integrated Cores for Resonant DC/DC Converter[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2024, 12(1): 195-207.
- [4] 廖嘉睿, 杭丽君, 但志敏, 等. 宽范围CLLLC双向同步整流数字控制方法[J]. 电工技术学报, 2022, 37(14): 3632-3642.
- LIAO J R, HANG L J, DAN Z M, et al. Digital Control Method of Wide-Range CLLLC Bidirectional Synchronous Rectification[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(14): 3632-3642.
- [5] 周国华, 王淇, 邓伦博. 宽增益高效率CLLLC变换器的变频双移相调制策略[J]. 电工技术学报, 2024, 39(8): 2511-2522.
- ZHOU G H, WANG Q, DENG L B. Variable-Frequency Dual-Phase-Shift Modulation Strategy for CLLLC Converter with Wide Voltage Gain and High Efficiency[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(8): 2511-2522.
- [6] 李小强, 马永超, 黄金伟, 等. 基于双脉宽调制的交错Boost集成型CLLLC谐振变换器宽增益控制策略[J]. 电工技术学报, 2022, 37(20): 5313-5323.
- LI X Q, MA Y C, HUANG J W, et al. Wide-Gain-Range Control Scheme for Interleaved Boost Integrated CLLLC Resonant Converter Based on Dual Pulse Width Modulation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(20): 5313-5323.
- [7] 曲璐, 王昕, 许家誉, 等. 用于车载充电的双向CLLC变换器设计[J]. 哈尔滨工业大学学报, 2021, 53(9): 144-155.
- QU L, WANG X, XU J Y, et al. Design Method of Bidirectional CLLC Resonant Converter for On-Board Charger Applications[J]. Journal of Harbin Institute of Technology, 2021, 53(9): 144-155.
- [8] 许景慧, 王跃, 李凯. CLLC谐振型直流变换器参数设计研究[J]. 电气传动, 2021, 51(14): 13-17+22.
- XU J H, WANG Y, LI K. Research on Parameter Design of CLLLC Resonant DC Converter[J]. Electric Drive, 2021, 51(14): 13-17+22.
- [9] 陈启超, 纪延超, 王建曈. 双向CLLLC谐振型直流变压器的分析与设计[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(18): 2898-2905.
- CHEN Q C, JI Y C, WANG J Z. Analysis and Design of Bidirectional CLLLC Resonant DC-DC Transformers[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(18): 2898-2905.
- [10] ZHAO L, PEI Y Q, WANG L L, et al. An RMS Current Oriented Optimal Design Method for Bidirectional CLLC-DCX Converter[C]// 2023 IEEE 2nd International Power Electronics and Application Symposium (PEAS). Guangzhou, China: IEEE, 2023: 1234-1238.
- [11] 江友华, 帅禄玮, 吴琦娜, 等. 基于量子粒子群的双向电子变压器输出端谐振参数优化[J]. 电力系统自动化, 2020, 44(11): 171-180.
- JIANG Y H, SHUAI L W, WU Q N, et al. Optimization of Resonance Parameter for Output Port of Bi-Directional Electronic Transformer Based on Quantum Particle Swarm[J]. Automation of Electric Power Systems, 2020, 44(11): 171-180.
- [12] 江友华, 帅禄玮, 吴琦娜, 等. 基于布谷鸟算法的双向直流电子变压器谐振参数优化[J]. 太阳能学报, 2021, 42(11): 485-494.
- JIANG Y H, SHUAI L W, WU Q N, et al. Optimization of Resonant Parameters of Bidirectional DC Electronic Transformer Based on Cuckoo Algorithm[J]. Acta Solar Energy, 2021, 42(11): 485-494.
- [13] ERICKSON R W, MAKSIMOVIC D. Fundamentals of Power Electronics[M]. Berlin, German: Springer, 2001.
- [14] 赵烈, 裴云庆, 刘鑫浩, 等. 基于基波分析法的车载充电机CLLC谐振变换器参数设计方法[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(15): 4965-4977.
- ZHAO L, PEI Y Q, LIU X H, et al. Design Methodology of CLLC Resonant Converters for Electric Vehicle Battery Chargers[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(15): 4965-4977.
- [15] 徐国凯, 刘旭. CLLC双向谐振变换器谐振网络参数设计[J]. 电源技术, 2020, 44(7): 1045-1049.
- XU G K, LIU X. Parameter Design of Resonant Network for CLLLC Bidirectional Resonant Converter[J]. Chinese Journal of Power Sources, 2020, 44(7): 1045-1049.
- [16] XUE J K, SHEN B. Dung Beetle Optimizer: A New Meta-Heuristic Algorithm for Global Optimization[J]. The Journal of Supercomputing, 2023, 79: 7305-7336.
- [17] SUN J, FANG W, WU X J, et al. Quantum-Behaved Particle Swarm Optimization: Analysis of Individual Particle Behavior and Parameter Selection[J]. Evolutionary Computation, 2011, 20(3): 349-393.
- [18] MIRJALILI S, MIRJALILI S M, LEWIS A. Grey Wolf Optimizer[J]. Advances in Engineering Software, 2014, 69(3): 46-61.

(责任编辑 瑞 秋)

修改稿收到日期为2024年9月10日。