

全桥LLC谐振变换器中变压器的设计

Transformer Design in Full-Bridge LLC Resonant Converter

杨玉岗, 苗怀锦, 田华松

辽宁工程技术大学电气与控制工程学院, 葫芦岛 125105

摘要: 全桥LLC谐振变换器中变压器的设计对于提高变换器效率和功率密度至关重要, 传统变压器设计方法主要依靠经验, 相对保守, 且当前的产品对于减小体积、降低成本的需求越来越突出。此外, 与普通变压器不同, LLC变换器中的变压器同时实现了一个变压器和一个电感的功能, 这就需要设置合适的气隙以满足条件。针对以上问题, 提出了一套完整的变压器设计方法, 包括磁芯选取、线圈设计、气隙计算、高频损耗计算。并制作了一款变压器, 用于48V输入, 1kW/400V输出的全桥LLC谐振变换器, 经实验验证了设计方法的合理性和有效性。

关键词: LLC谐振变换器, 效率, 功率密度, 变压器设计, 气隙

1 引言

LLC谐振变换器在全负载范围内易实现一次侧开关管的零电压开通 (zero voltage switching, ZVS) 和二次侧整流管的零电流关断 (zero current switching, ZCS), 因而具备高频化和高效率的优势, 这使得 LLC 谐振变换器广泛应用于航天、电子、通信、电动汽车充电桩等领域^[1-3]。

在实际应用中, 变换器的核心器件高频变压器的设计尤为重要。为了减少变换器体积, 需要提高开关频率, 但其瓶颈就在于如何设计相应变压器。传统方法主要依靠经验, 设计相对保守, 且当前的产品对于减小体积、降低成本的需求愈加突出^[4-6], 因而需要更加严格的设计。此外, 与普通变压器不同, LLC 变换器中的变压器同时实现了一个变压器和一个电感的功能, 这就需要设置合适的气隙以满足要求, 之前也有关于气隙对磁芯影响的研究^[7], 但是并没有提出准确计算气隙的方法。

针对以上问题, 本文以全桥 LLC 谐振变换器中变压器为研究对象, 提出了一套以 AP 法为基础的变压器设计方法, 包括磁芯选取、线圈设计、气隙计算、高频损耗计算, 解决了传统变压器设计可能造成的问题, 例如磁芯选取过大, 气隙选取不合理, 提高了变换器效率和功率密度。最后应用该设计方法制作了一款变压器, 用于 48V 输入, 1kW/400V 输出的全桥 LLC 谐振变换器, 经实验验证了设计方法的合理性和有效性。

2 基本工作原理

图 1 为全桥 LLC 谐振变换器的拓扑图, 变换器励磁电感为 L_m , 谐振电感为 L_r , 谐振电容为 C_r , 变比为 n 。其中 L_r 与 C_r 的两个元件 LC 谐振频率为 $f_r = 1 / (2\pi \sqrt{L_r C_r})$; L_r , C_r 与 L_m 的三个元件 LLC 谐振频率为 $f_m = 1 / (2\pi \sqrt{C_r (L_r + L_m)})$ 。变换器的开关频率为 f_s 。

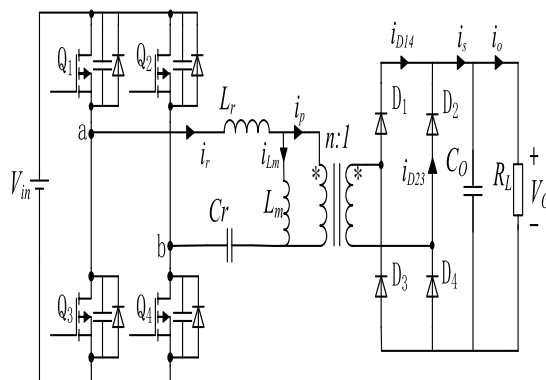


图 1 全桥 LLC 谐振变换器拓扑图

为了实现高频和软开关, 电路工作频率需满足 $f_m < f_s < f_r$, 工作波形如图 2 所示, 图中所涉及的参数在图 1 中标注。变换器具体原理分析 [8-9] 中有详细介绍。

在本设计中, 要求 f_s 的取值接近于 f_r , 所以在计算 I_{Lm_peak} , I_{r_rms} , I_{s_rms} 时可假设 $f_r = f_s$, 误差忽略不计, 则励磁电感电流呈现三角波:

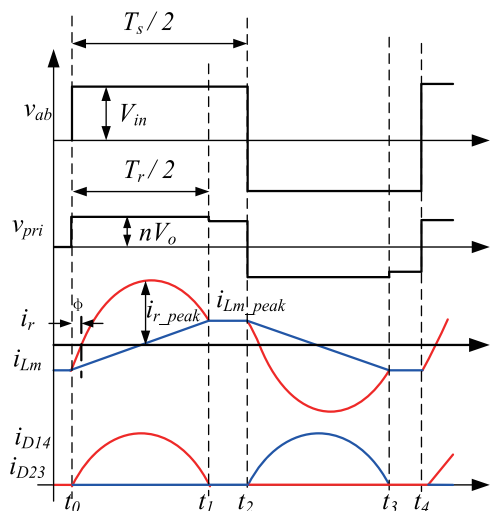


图2 全桥 LLC 谐振变换器工作波形

$$i_{Lm}(t) = \left(\frac{n \cdot V_o}{L_m}\right)t - \frac{n \cdot V_o \cdot T_r}{4L_m} \quad (1)$$

则

$$I_{Lm_peak} = \frac{nV_o T_r}{4L_m} \quad (2)$$

结合图2,

$$I_{s_rms} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot i_o \quad (3)$$

$$I_{r_rms} = \sqrt{I_{Lm_rms}^2 + I_{p_rms}^2} \quad (4)$$

结合上面公式可求得:

$$\begin{cases} I_{r_rms} = \frac{V_o}{4\sqrt{2}nR_L} \sqrt{4\pi^2 + \frac{2n^4 T_r^2 R_L^2}{3L_m^2}} \\ I_{s_rms} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{V_o}{R_L} \end{cases} \quad (5)$$

3 设计过程

本设计变压器磁芯种类选用罐型,模型如下图,由于磁芯结构上下对称,模型仅给出1/2。

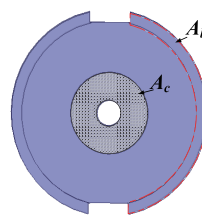
首先设定 B_{max} , γ , k_u 值,最后会给予验证。

(1) 磁芯选取

本设计用 A_p 值法来选取合适的磁芯,其中 A_p 值是磁



(a) 磁芯结构



(b) 俯视图

图3 罐型磁芯结构

芯窗口面积 A_w 和磁芯有效截面积 A_c 的乘积。计算公式如下:

$$A_p = \left(\sqrt{\frac{k_u(1+\gamma)}{\Delta T}} \cdot \frac{L_m \cdot I_{Lm_peak} \cdot I_{r_rms}}{B_{max} \cdot K_r \cdot k_{up}} \right)^{2/3} \quad (6)$$

式中 k_u —窗口利用率

k_{up} —一次侧线圈窗口利用率

γ —变压器铁损与铜损的比值

B_{max} —最大磁通密度

ΔT —温升

K_r —尺寸常数^[10],对于罐型磁芯,典型值为 62.2×10^3

据经验,磁芯热阻 $R_\theta = 0.06 / \sqrt{V_c}$,因此根据温升可计算得到最大允许损耗:

$$P_{total} = \frac{\Delta T}{R_\theta} \quad (7)$$

前面 γ 已确定,所以计算得到:

$$P_{cu} = \frac{P_{total}}{1+\gamma} \quad (8)$$

$$P_{cu_p} = \frac{k_{up}}{k_u} P_{cu} \quad (9)$$

其中 V_c —磁芯体积

P_{total} —最大允许损耗

P_{cu} —铜损

P_{cu_p} —一次侧线圈铜损

(2) 气隙计算

当 (1) 中选定磁芯后, 结合厂家磁芯参数和温升, 可以获得一次侧线圈铜损。所以最优相对磁导率为:

$$\mu_{opt} = \frac{B_{max} \cdot l_c}{\mu_0} \cdot \sqrt{\frac{\rho_w \cdot MLT}{P_{cu_p} \cdot k_{sp} \cdot W_a}} \cdot \frac{I_{r_rms}}{I_{Lm_peak}} \quad (10)$$

得气隙长度:

$$g = \frac{2A_b \cdot l_c}{\mu_{opt}(2A_b + A_c)} \quad (11)$$

式中 μ_{opt} —最优相对磁导率

μ_0 —空气磁导率, $4\pi \times 10^{-7}$ H/m

μ_r —相对磁导率

l_c —磁芯磁路长度

W_a —磁芯窗口面积

MLT —磁芯平均每匝长度

ρ_w —电阻率

g —气隙长度

A_c —磁芯截面积

A_b —图 3 中标注截面面积

(3) 线圈设计

由于 LLC 谐振变换器中的变压器存在如下关系:

$$L_m \approx \frac{\mu_{opt} \mu_0 N_p^2 A_c}{l_c} \quad (12)$$

所以变压器一次侧、二次侧线圈匝数:

$$N_p = \sqrt{\frac{L_m l_c}{\mu_{opt} \mu_0 A_c}} \quad (13)$$

$$N_s = N_p / n \quad (14)$$

根据电流密度:

$$J_o = K_t \frac{\sqrt{\Delta T}}{\sqrt{k_w(1+\gamma)} \sqrt{A_p}} \quad (15)$$

结合 I_{r_rms} 、 I_{s_rms} , 算得原、副边线圈的截面积, 从而可以进行线圈的选型。

(4) 线圈损耗计算

因为 LLC 谐振变换器的工作频率较高, 需要考虑高频损耗。

根据集肤深度公式:

$$\delta_o = \sqrt{\rho / \pi f \mu_0} \quad (16)$$

求得

$$\frac{R_{ac}}{R_{dc}} = 1 + \frac{5p^2 - 1}{45} \left(\frac{d_o}{\delta_o}\right)^4 \quad (17)$$

其中 δ_o —集肤深度

R_{ac} —交流电阻

R_{dc} —直流电阻

p —绕组层厚度

d_o —导线有效层厚度^[11], $d_o = 0.83d \sqrt{d/s}$, d 是导线标称直径, s 为导线中心距

通过计算得到 R_{ac}/R_{dc} , 结合电流有效值, 可以求得高频损耗。

(5) 磁芯损耗计算

在全桥 LLC 谐振变换器中, 最大磁通密度 B_{max} 由励磁电流建立, 所以

$$B_{max} = \frac{\mu_0 \mu_{opt} N_p I_{Lm_peak}}{l_c} \quad (18)$$

在结合所选磁芯, 根据厂家提供的磁芯损耗曲线计算得磁芯损耗。

(6) 参数验证

在设计开始时, 温升 ΔT 、最大磁通密度 B_{max} 、 γ 先根据经验假定, 在整个设计过程完成后, 需要验证取值是否合理, 详细过程见第 3 部分实例设计。

4 实例设计

为验证第 2 部分中变压器设计方法的合理性, 搭建了一台 48V 输入, 1kW/400V 输出的实验样机。谐振频率 f_r 为 100kHz, 谐振电感 L_r 为 1.06 μ H, 励磁电感 L_m 为 10.83 μ H, 谐振电容 C_r 为 2.4 μ F, 其他变压器设计参数如表 1 中所示。

因开关频率 f_s 为 90kHz, 选取锰锌铁氧体作为磁芯材料, 其饱和磁通密度为 0.3T ~ 0.5T^[12], 本设计中取最大磁通密度 B_{max} 为 0.2T。选取 $\gamma=2$, 最后会进行验证。

通过公式 (6) 计算得 A_p 为 3.01cm^4 。选取磁芯型号为 GU42。磁芯参数列于表 2。

表 1 变压器设计参数

参数	说明	数值
P_O	输出功率	1000W
V_O	输出电压	400V
f_s	开关频率	90kHz
L_m	励磁电感	10.83μH
n	变比	3:25
ΔT	温升	60°C
T_a	环境温度	30°C
$I_{r\ rms}$	谐振电流有效值	24.0A
$I_{s\ rms}$	二次侧电流有效值	2.78A
$I_{Lm\ peak}$	励磁电流峰值	11.08A

表 2 磁芯参数

参数	说明	数值
A_c	磁芯截面积	2.65cm^2
l_c	磁路长度	6.9cm
W_a	磁芯窗口面积	1.80cm^2
A_p	磁芯窗口面积与截面积乘积	4.77cm^4
V_c	磁芯体积	18.2cm^3
k_u	窗口利用率	0.25
MLT	平均每匝长度	8.6cm
ρ_{20}	20°C时的电阻率	$1.72 \times 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$
α_{20}	20°C时的电阻率常数	0.00393

通过公式 (10) 计算得最优相对磁导率为 260.54H/m ，从公式 (11) 得气隙长度为 $g=0.12\text{mm}$ ，一次侧、二次侧匝数为 $N_p=3$ 匝， $N_s=25$ 匝。

通过公式 (14) 计算得电流密度 $J_o=454.6\text{A/cm}^2$ ，所以一次侧线圈截面积 $A_{w_p}=0.053\text{cm}^2$ 、二次侧线圈截面积 $A_{w_s}=0.0062\text{cm}^2$ 。

一次侧选用 0.1×600 利兹线，相当于 24×24 层，3 匝仅绕一层，所以 p 取 24，集肤深度 δ_o 为 0.24mm ，将数据代入公式 (17) 求得 $R_{ac}/R_{dc}=2.19$ 。

$$R_{dc} = MLT \times N \times (\rho/m) \times [1 + \alpha_{20}(T_{max} - 20^\circ\text{C})] \quad (19)$$

将数值代入以上公式，求得一次侧 $R_{dc}=0.72 \times 10^{-3}\Omega$ 所以一次侧铜损为：

$$P_{cu_p} = I_{r\ rms}^2 (R_{ac} + R_{dc}) = 1.60\text{W}$$

二次侧选用 0.1×100 利兹线，相当于 10×10 层，25 匝绕线，层数取为 3，所以 $p=30$ 。将数据代入公式 (17) 求得 $R_{ac}/R_{dc}=2.86$ 。

同理，应用公式 (19)， $R_{dc}=0.06\Omega$ ，所以二次侧铜损为 P_{cu_s} 为 0.17W 。

根据公式 (18)，变压器的最大工作磁通密度 $B_{max}=0.17\text{T}$ ，如下图 4 为 TDK 公司磁芯手册 [13] 所提供的磁芯损耗图。查图得 $P_{Cv} \approx 130\text{mW/cm}^3$ ，所以 P_{fe} 为 2.37W 。

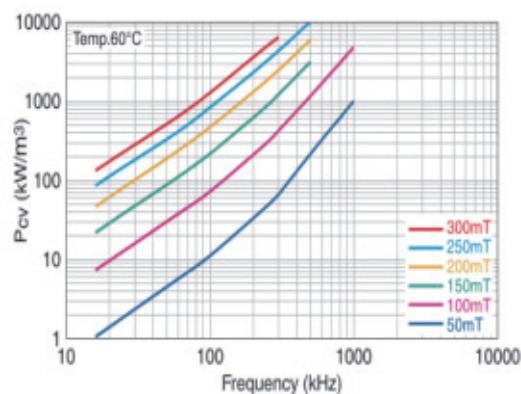


图 4 磁芯损耗

综上，变压器一次侧铜损 $P_{cu_p}=1.60\text{W}$ ，变压器二次侧铜损 $P_{cu_s}=0.17\text{W}$ ，变压器磁芯损耗 $P_{fe}=2.37\text{W}$ ，总损耗 $P_{\Sigma}=4.14\text{W}$ 。

下面进行参数验证。显然，总损耗 $P_{\Sigma}=4.14\text{W}$ 小于最大允许损耗 $P_{total}=4.28\text{W}$ ，损耗满足要求；根据公式 (18)，最大磁通密度 $B_{max}=0.17\text{T}$ ，小于设定值 0.2T ，最大磁通密度满足要求； $P_{fe}=2.37\text{W}$ ， $P_{cu}=1.77\text{W}$ ，所以 $\gamma=P_{fe}/P_{cu}=1.34$ ，和设定值相仿； $k_u = \frac{W_{pri} + W_{sec}}{W_a} = 0.2$ ，小于设定值 0.25 ，满足条件，综上，此设计合理。

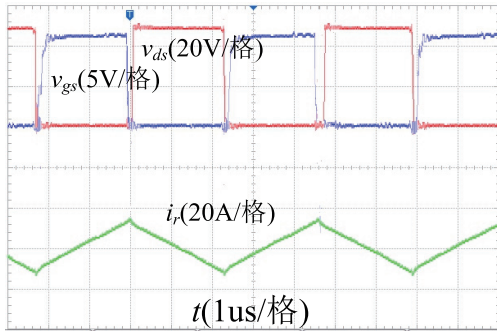
5 实验结果

根据设计所得参数，制作了一款变压器，用于 48V 输入， $1\text{kW}/400\text{V}$ 输出的 LLC 谐振变换器的实验样机。

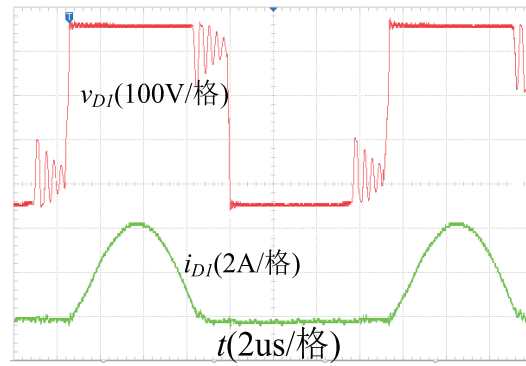
实验波形如图 5 所示。从图 5 (a)、(b)、(c) 可知，该变换器一次侧开关管在全负载范围内实现了 ZVS；由图 5 (d)、(e) 可知，二次侧整流管实现了 ZCS。

将所提设计方法设计的变压器与传统变压器做了对比试验，具体参数如表 3。

参数 1 为所提设计方法对应变压器参数，参数 2 为传统变压器对应参数。查磁芯手册得 GU48 磁芯体积为 22.6cm^3 ，重量为 145g ，GU42 磁芯体积为 18.3cm^3 ，重量为 108g ，即所设计变压器体积减小 4.3cm^3 ，减小百

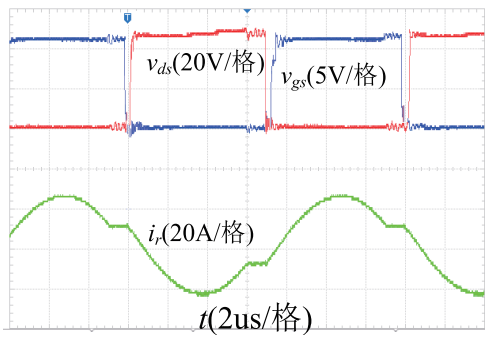


(a) 空载时开关管 v_{gs} 、 v_{ds} 波形和谐振电流 i_r 波形

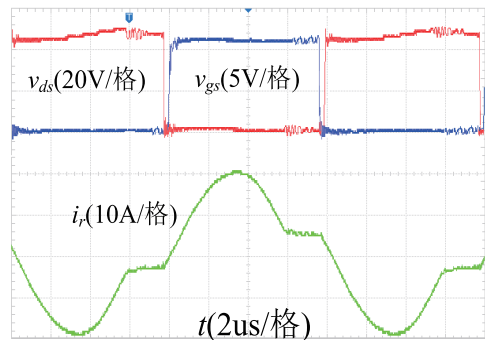


(e) 满载时整流二极管 v_{DI} 、 i_{DI} 波形

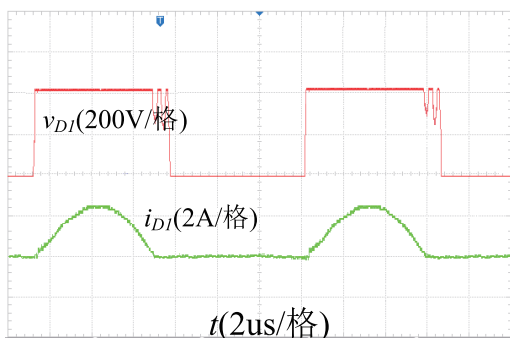
图 5 实验波形



(b) 半载时开关管 v_{gs} 、 v_{ds} 波形和谐振电流 i_r 波形



(c) 满载时开关管 v_{gs} 、 v_{ds} 波形和谐振电流 i_r 波形



(d) 半载时整流二极管 v_{DI} 、 i_{DI} 波形

表 3 实验对比参数

参数	参数 1	参数 2
磁芯型号	GU42	GU48
匝数	3 匝和 25 匝	3 匝和 25 匝
一次侧线圈	0.1 × 600 Litz	0.1 × 100 Litz
二次侧线圈	0.1 × 100 Litz	0.1 × 40 Litz
气隙	0.12mm	按经验获取

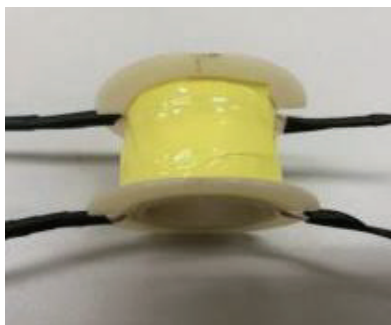


(a) 线圈缠绕图



(b) 变压器外径

图 6 参数 1 对应变压器



(a) 线圈缠绕图



(b) 变压器外径

图 7 参数 2 对应变压器

分比为 23%，磁芯重量减小 37g，减小百分比为 34%。由于参数 1 的线圈较粗，所以最终参数 1 变压器整体重量比参数 2 大 6.5 克，增大百分比为 6%。但是综合考虑，优先采用参数 1 对应变压器。

如图 6 和 7 所示为实物对比图，由图 6 (a) 和 7 (a) 得参数 1 对应变压器线圈刚好将窗口绕满，而参数 2 对应变压器线圈大约绕制了窗口的 1/2，所以，参数 1 磁芯窗口面积利用率更高。由图 6 (b) 和图 7 (b) 对比，GU42 磁芯外径比 GU48 小 6mm。

根据对比实验得效率曲线如图 8 所示，传统设计方法在输出电流等于 0.5A 时得到最高效率为 91%，轻载效率最低达到 78.6%；所提设计方法在输出电流等于 0.7A 时得到最高效率为 92.38%，同比增大 1.38%，轻载效率最低为 87%，同比增大 8.4%。综上，所提设计方法在全负载范围内的效率均优于传统设计方法，尤其是轻载效率有大幅提高，从而验证了所提变压器设计方法的有效性。

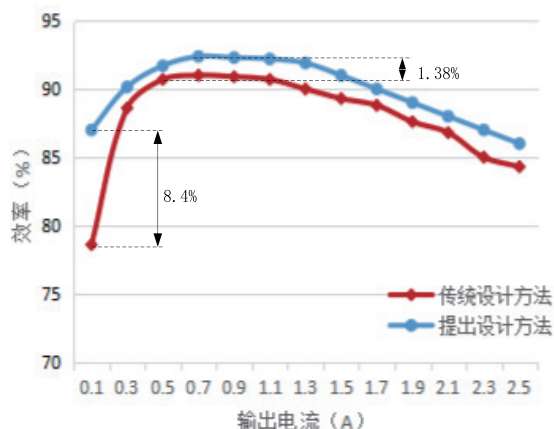


图 8 LLC 谐振变换器的效率对比曲线

6 结论

针对全桥 LLC 谐振变换器中的变压器，本文提出了一套完整的设计方法，包括磁芯选取，线圈设计、气隙计算、高频损耗计算。

(1) 解决了传统变压器设计中可能存在的磁芯选取过大，气隙选取不合理的问题。

(2) 将该设计方法设计的变压器应用于 LLC 谐振变换器，工作状态稳定，可以实现变换器一次侧开关管的零电压开通与二次侧整流管的零电流关断。

(3) 对所提设计方法和传统设计方法进行了对比试验，结果表明所提设计方法具有更高的效率。

参考文献

- [1] 王春芳, 徐勤超. 变频微波炉电源用 LLC 谐振变换器 [J]. 电工技术学报 2012, 27 (6) :104-109.
Wang Chunfang, Xu Qinchao. Study of LLC resonant converter for variable-frequency microwave oven power supply [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27 (6) :104-109 (in Chinese).
- [2] 张久庆, 高田, 景占荣. 基于 LLC 谐振的 LED 驱动电源设计 [J]. 电力电子技术 2012, 46 (3) :9-11.
Zhang Jiuqing, Gao Tian, Jing Zhanrong. LLC resonant-

- based LED driver power supply design[J]. Power Electronics, 2012, 46 (3) :9-11 (in Chinese) .
- [3] 章涛. 基于STM32的电动车LLC谐振充电电源系统研究[D]. 广州: 华南理工大学, 2016.
Zhang Tao. Study on electric vehicle LLC resonant charging power supply system based on STM32[D]. Guangzhou: South China University of Technology, 2016 (in Chinese) .
- [4] 任仁, 刘硕, 张方华. 基于氮化镓器件和矩阵变压器的高频LLC直流变压器[J]. 中国电机工程学报 2015, 35 (13) :3373-3380.
Ren Ren, Liu Shuo, Zhang Fanghua. High frequency LLC DC-DC transformers with a GaN Transistor and a matrix transformer[J]. Proceeding of the CSEE, 2015, 35 (13) :3373-3380 (in Chinese) .
- [5] J. Zhang, W. G. Hurley, W. H. Wolfle, and M. C. Duffy. Optimized design of LLC resonant converters incorporating planar magnetic[C]. 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC) . Long Beach, CA, USA: IEEE, 2013:1683-1688.
- [6] S. De Simone, C. Adragna, C. Spini . Design guideline for magnetic integration in LLC resonant converters[C]. 2008 International Symposium on Power Electronics, Electrical Driver, Automation and Motion. Ischia, Italy: IEEE, 2008:950-957
- [7] Komma T, Gueldner H. The effect of different air-gap positions on the winding losses of modern planar ferrite cores in switch mode power supplies[C]. Proceeding of the Power Electronics Electrical Driver , Automation and Motion, 2008:632-637.
- [8] 黄贺. 全桥LLC谐振变换器研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2012.
Huang He. Research on full-bridge LLC resonant converter [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2012(in Chinese).
- [9] 姜龙飞, 张展望. 一种全桥双谐振CLL谐振变换器的分析与设计[J]. 电源学报 2017, 15(1):93-98.
Jiang Longfei, Zhang Zhanwang. Analysis and design of a full-bridge CLL resonant converter with double resonant tanks[J]. Journal of Power Supply, 2017, 15(1):93-98(in Chinese).
- [10] W. G. Hurley, W. H. Wolfle. Transformers and Inductors for Power Electronics Theory, Design and Applications[M]. United Kingdom: Wiley, 2013.
- [11] 周洁敏, 赵修科, 陶思钰. 开关电源磁性元件理论及设计[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2014.
Zhou Jiemin, Zhao Xiuke, Tao Siyu. Theory and Design of Switching Power Supply Magnetic Component[M]. Beijing: Beihang University Press, 2014.
- [12] 杨玉岗. 现代电力电子的磁技术[M]. 北京: 科学出版社, 2005.
Yang Yugang. Magnetic Technology of Modern Power Electronics[M]. Beijing: Science Press, 2005.
- [13] TDK公司磁芯材料手册[OL]. https://product.tdk.com/info/zh/catalog/datasheets/ferrite_mn-zn_material_characteristics_zh.pdf

作者简介

杨玉岗(1967-), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向: 电力电子技术及磁集成技术, E-mail: 447987957@qq.com。

苗怀锦(1992-), 女, 硕士研究生, 研究方向: 电力电子技术及磁集成技术, Email:15541862738@163.com。

田华松(1993-), 男, 硕士研究生, 通讯作者, 研究方向: 电力电子技术及磁集成技术, Email:1784393138@qq.com, 电话: 15382025273, 联系地址: 辽宁省葫芦岛市兴城市龙湾南大街188号。