

考虑寄生电容的半桥 LLC 谐振变换器参数优化设计

杨玉岗,孙彬彬,闫孝垣

(辽宁工程技术大学电气与控制工程学院,葫芦岛 125105)

摘要:含变压器的隔离型变换器易受到寄生电容的影响,降低系统运行的稳定性。针对 LLC 谐振变换器,建立含变压器寄生参数的等效电路模型,推导电压增益公式。对比无寄生参数和含寄生参数的电压增益曲线,分析寄生电容对选取电感比及其品质因数所产生的影响。在设计参数时考虑寄生电容的影响,分析开关管实现 ZVS 的条件,推导电感比的计算方法以及品质因数的取值范围。优化设计电感比、品质因数,进而优化各谐振参数。搭建实验样机,验证该优化方法的正确性和可行性。

关键词: LLC 谐振变换器;寄生电容;ZVS;优化设计

Optimal Design of Half-bridge LLC Resonant Converter Considering Parasitic Capacitance

YANG Yugang, SUN Binbin, YAN Xiaoheng

(Faculty of Electrical and Control Engineering, Liaoning Technical University, Huludao 125105, China)

Abstract: An isolation-type converter with a transformer is prone to be affected by parasitic capacitance, thus reducing the stability of system operation. In this paper, an equivalent circuit model containing transformer parasitic parameters is set up for an LLC resonant converter, and the formula for voltage gain is derived. From the comparison of voltage gain curve with and without parasitic parameters, the influence of parasitic inductance on the selection of inductance ratio and quality factor is analyzed. The effect of parasitic capacitance is considered in the design of parameters, the condition of realizing ZVS for a switching tube is analyzed, and the calculation method for inductance ratio and the range of quality factor are derived. The inductance ratio and quality factor are optimized, thus optimizing various resonance parameters. An experimental prototype was set up, which verified the correctness and feasibility of the optimization method.

Keywords: LLC resonant converter; parasitic capacitance; ZVS; optimal design

现代电源技术对变换器电压输入范围和开关频率等有较高要求。LLC 谐振变换器能够在宽负载范围内实现一次侧开关管的零电压开通和二次侧

整流二极管的零电流关断,具有频率高、损耗小、大功率密度等特点,受到广泛关注^[1-3]。

LLC 谐振变换器的研究重点,主要集中在对变换器参数的设计和优化。文献[4]分析谐振网孔电流时忽略了死区时间内谐振电感电流等于励磁电感电流;文献[5]设计变换器参数时,以谐振网孔电流最小值为限定条件,达到降低损耗的目的,但并没有考虑变压器寄生电容对变换器的影响;文献[6]使用基波分析法推导出谐振电感电流有效值公式,只是在谐振频率点对变换器进行分析。

本文在现有研究成果的基础上,对 LLC 谐振变

收稿日期:2017-02-24;修回日期:2018-08-24

基金项目:国家自然科学基金资助项目(U1510128);辽宁省教育厅重点实验室基础研究资助项目(LZ2015045);辽宁工程技术大学第六批生产技术问题创新研究基金资助项目(20160070T)

Project Supported by National Natural Science Foundation of China(U1510128); Fundamental Research Program of Liaoning Province Education Department Key Lab(LZ2015045); the Sixth Batch of Production Technology Innovation Research Foundation of Liaoning Technical University(20160070T)

换器的参数进行优化设计。利用 Matlab 对比不考虑寄生参数和考虑寄生参数的电压增益曲线,分析寄生电容对选取电感比和品质因数所产生的影响。以实现开关管 ZVS 为目标,考虑寄生电容的影响,优化设计电感比和品质因数,计算得到优化后的谐振参数。

1 寄生参数对变换器参数设计的影响

半桥式 LLC 谐振变换器电路拓扑如图 1 所示。图中: L_m 为励磁电感; L_r 为谐振电感; C_r 为谐振电容。

在实际应用中,变压器绕组之间存在间隙,绕组内部以及绕组和 PCB 板间会生成寄生电容,这将对变换器工作的稳定性产生影响。考虑寄生电容影响的变换器等效电路拓扑如图 2 所示。图中, C_{stray} 为变压器寄生电容。

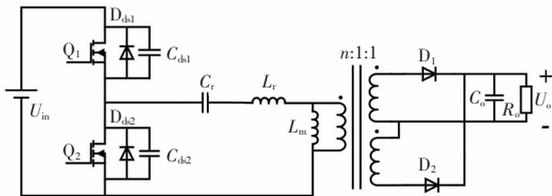


图 1 半桥式 LLC 谐振变换器电路拓扑

Fig.1 Topology of circuit in half-bridge LLC resonant converter

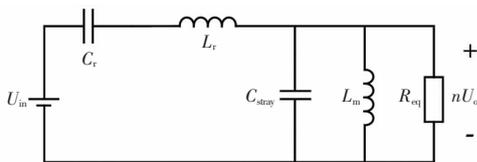


图 2 变换器等效电路拓扑

Fig.2 Topology of equivalent circuit of converter

将变换器负载折算到变压器一次侧,得到等效电阻^[7-8)]为

$$R_{eq} = 8n^2R_0/\pi^2 \quad (1)$$

电压增益为

$$M(s) = \frac{sL_m//R_{eq}/1/sC_{stray}}{1/sC_r+sL_r+sL_m//R_{eq}/1/sC_{stray}} \quad (2)$$

令:电感比 $k=L_m/L_r$;归一化频率 $f_n=f/f_r$;谐振频率 $f_r=$

$1/(2\pi\sqrt{L_rC_r})$;品质因数 $Q=\sqrt{L_r/(C_rR_{eq}^2)}$;寄生电容 $C_{stray}=xC_r$,将上述参数代入式(2)

不考虑寄生电容时,电压增益为

$$M_1 = \frac{kf_n^2}{\sqrt{[f_n^2(k+1)-1]^2+[kQ(f_n-f_n^3)]^2}} \quad (3)$$

考虑寄生电容时,电压增益为

$$M_2 = \frac{kf_n^2}{\sqrt{[(kx+k+1)f_n^2-xkf_n^4-1]^2+[kQ(f_n-f_n^3)]^2}} \quad (4)$$

式中, k 、 Q 、 f_n 和 x 为变量。 k 、 Q 关系到谐振参数的选取,是电压增益的关键参数。

1.1 寄生参数对电压增益参数 Q 的影响

采用控制变量法,分析 k 不变、 Q 变化时寄生电容对变换器电压增益的影响。不同寄生电容的电压增益曲线如图 3 所示。

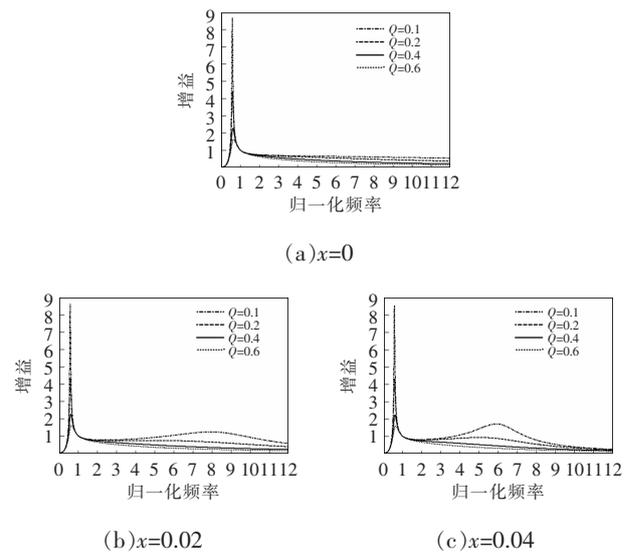


图 3 k 不变、 Q 变化时电压增益曲线

Fig.3 Voltage gain curves of constant k and varying Q

由图 3 可知:当 k 一定时,减小 Q ,最大增益变大;但电压增益峰值左移,变换器工作频率范围变宽,不利于磁性元件工作,降低整机效率。

对比 3 组增益曲线可知:在空载或轻载条件下,寄生电容使增益曲线趋势突变,且 Q 越小突变越明显;相同 Q 下,寄生参数越大,突变区域越靠近变换器的正常工作区域。为了削弱寄生参数的影响,要选取 Q 能够取到的最大值。

1.2 寄生参数对电压增益参数 k 的影响

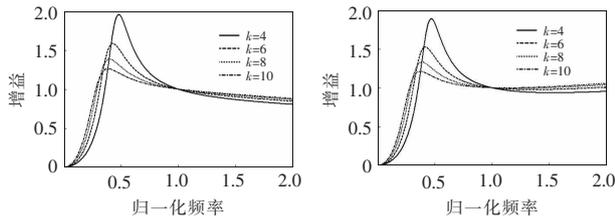
分析 $Q=0.3$ 、 k 变化时,寄生电容对变换器电压

增益的影响。增益曲线如图4所示。

由图4可知:当 Q 一定时,减小 k ,最大电压增益升高,开关频率范围变小,两方面的性能均变好。但当 f_r 确定时,谐振电感 L_r 确定, k 越小, L_m 越小,损耗越大,所以 k 不能过分取小。

对比2组增益曲线可知:相同 Q 下,由于寄生电容的存在,最大增益降低。在空载或轻载状态下,寄生电容使增益曲线偏离正常轨迹,使变换器工作稳定性受到影响。

综上所述,寄生电容会影响变换器电感比和品质因数的选取,进而影响变换器的工作性能,所以考虑寄生电容对电路的影响很有必要。



(a) 不考虑寄生电容

(b) 考虑寄生电容

图4 $Q=0.3$ 、 k 变化时电压增益曲线

Fig.4 Voltage gain curves of constant $Q=0.3$ and varying k

2 LLC 谐振参数优化设计

2.1 开关管实现 ZVS 的约束条件

在死区时间内,谐振电流 I_{ZVS} 必须完成对变换器半桥中点寄生电容 C_{ZVS} 的充放电,即第1个半周期结束时谐振电流要大于对 C_{ZVS} 充放电的电流,开关管才能够实现 ZVS。其中, $C_{ZVS}=C_{ds1}+C_{ds2}+C_{stray}$, $\Delta U=U_{in}$, C_{ds1} 和 C_{ds2} 为 MOSFET 漏-源极之间的等效寄生电容, T_D 表示死区时间,则有

$$I_{ZVS} = i_n \left(\frac{T}{2} \right) > \frac{\Delta U}{T_D} C_{ZVS} = (C_{ds1} + C_{ds2} + C_{stray}) \frac{U_{in}}{T_D} \quad (5)$$

式中, $i_n(t)$ 为谐振回路基波电流, $i_n(t) = \sqrt{2} I_n \sin(2\pi f t - \varphi)$, I_n 为谐振电流有效值, φ 为谐振电压与电流的相位差。则有

$$i_n \left(\frac{T}{2} \right) = \sqrt{2} I_n \sin(\pi - \varphi) = \sqrt{2} I_n \sin \varphi \quad (6)$$

谐振回路电压基波分量 $U_{a,FHA} = \frac{\sqrt{2} U_{in}}{\pi}$ 。从功率角度分析,谐振电流中有功分量、无功分量表达式分别为

$$\begin{cases} I_n \cos \varphi = \frac{P_{in}}{U_{a,FHA}} \\ I_n \sin \varphi = \frac{I_{ZVS}}{\sqrt{2}} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \cos \varphi = \frac{P_{in}}{U_{a,FHA} I_n} \\ \sin \varphi = \frac{I_{ZVS}}{\sqrt{2} I_n} \end{cases} \quad (7)$$

由式(5)和式(7)得到

$$\tan \varphi = \frac{\sin \varphi}{\cos \varphi} > \frac{(C_{ds1} + C_{ds2} + C_{stray}) \frac{U_{in}}{T_D} \frac{\sqrt{2} U_{in}}{\pi}}{\sqrt{2} P_{in}} = \frac{(C_{ds1} + C_{ds2} + C_{stray}) U_{in}^2}{\pi T_D P_{in}} \quad (8)$$

谐振电路输入阻抗表达式为

$$Z_{in} = j\omega L_r + \frac{1}{j\omega C_r} + \left(\frac{1}{j\omega C_{stray}} // j\omega L_m // R_{eq} \right) \quad (9)$$

特性阻抗 $Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = 2\pi f L_r = \frac{1}{2\pi f C_r}$,归一化输入阻抗表达式为

$$Z_n(f_n) = \frac{Z_{in}}{Z_0} = \frac{f_n^2 k^2 Q}{1 + f_n^2 k^2 Q^2 - 2x f_n^2 k + x^2 f_n^4 k^2} + j \left(f_n - \frac{1}{f_n} + \frac{f_n k - x f_n^3 k^2}{1 + f_n^2 k^2 Q^2 - 2x f_n^2 k + x^2 f_n^4 k^2} \right) \quad (10)$$

输入阻抗相角的正切值表达式为

$$\tan \varphi = \frac{\text{Im}(Z_{in})}{\text{Re}(Z_{in})} = \frac{x^2 k^2 f_n^6 + (k^2 Q^2 - x k^2 - 2x k - x^2 k^2) f_n^4 + (k+1 - k^2 Q^2 + 2x k) f_n^2 - 1}{k^2 Q f_n^3} \quad (11)$$

因此,为了实现开关管的零电压开通需要满足

$$\frac{x^2 k^2 f_n^6 + (k^2 Q^2 - x k^2 - 2x k - x^2 k^2) f_n^4 + (k+1 - k^2 Q^2 + 2x k) f_n^2 - 1}{k^2 Q f_n^3} > \frac{C_{ZVS} U_{in}^2}{\pi T_D P_{in}} \quad (12)$$

式(12)是开关管实现 ZVS 的充分条件,可以用来验证 k 、 Q 的取值能否实现零电压开通。

2.2 电感比的优化设计

品质因数、电感比的限定条件一般会同时含 k 、 Q 两个变量,不便于参数的选取。当变换器处于空载状态时 $Q=0$,为选取 k 提供了便利条件。

变换器工作在最大输入电压和空载状态时,电

压增益最小,归一化频率最大。

最小电压增益 $M_{\min}=2n\frac{U_o}{U_{dc,\max}}$, 其中 U_o 为输出电压, $U_{dc,\max}$ 为输入电压最大值;最大归一化工作频率 $f_{n,\max}=\frac{f_{\max}}{f_s}$, 其中 f_{\max} 为最大工作频率。

利用变换器工作在最大输入电压和空载时计算电感比,由式(4)得到

$$k = \frac{M_{\min}(f_{n,\max}^2-1)}{f_{n,\max}^2(1-M_{\min}-xM_{\min}+xM_{\min}f_{n,\max}^2)} \quad (13)$$

在半桥 LLC 谐振变换器中,励磁电感的取值范围^[9-10]为

$$L_m \leq \frac{T_{s,\min}T_D}{16C_{ZVS}} \quad (14)$$

式中, $T_{s,\min}$ 为最小工作周期。励磁电感由电感比确定,可以利用式(14)检验 k 值是否满足要求。

2.3 品质因数的优化设计

Q 的确定取决于开关管能否实现 ZVS,采用式(12)推导 Q 的取值范围,计算过于复杂,开关管若在最小输入电压、输出满载和最大输入电压、输出空载这两个工作状态能够实现 ZVS,则在全电压范围内以及整个负载范围内均能够实现 ZVS。因此,可以在这两个工作状态下推导 Q 的限定条件。

最小输入电压、输出满载状态:此时开关管在最低频率工作,输入阻抗必须呈感性,才能保证实现 ZVS,因此要得到输入阻抗的界定条件。

当输入阻抗虚部为 0 时,输入阻抗为纯阻性负载,此时品质因数最大。由式(10)得到

$$Q_{\max}(f_n) = \sqrt{\frac{1}{k-kf_n^2} - \frac{1-x^2f_n^4k^2+2xf_n^2k}{f_n^2k^2}} \quad (15)$$

最小输入电压对应最大电压增益 M_{\max} , 由式(4)、式(15)得到电压增益最大时的品质因数 Q_1 为

$$Q_1 = \left[\frac{1-2kx-kx^2}{k^2(M_{\max}^2-1)} + \frac{1}{k} - \frac{xM_{\max}^2(2xM_{\max}^2+x+4)}{k^2(M_{\max}^2-1)^2} - \frac{x^2M_{\max}^6}{k^2(M_{\max}^2-1)^2(M_{\max}^2+kM_{\max}^2-k)} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (16)$$

为了保证开关管能够保持零电压开通,变换器应工作在感性区域,故所选的品质因数应该略小于 Q_1 。

最大输入电压、输出空载状态:开关管在最高频率工作,归一化频率 $f_{n,\max}>1$,输入阻抗呈感性。此时只需要保证在死区时间内谐振电流大于对 C_{ZVS} 的充放电电流,就可以实现开关管的零电压开通。

空载状态下,品质因数为 0 且在最大归一化频率 $f_{n,\max}$ 处工作,由式(10)得到空载归一化阻抗 $Z_{in,oc}$ 表达式为

$$Z_{in,oc} = jZ_o \left(f_{n,\max} - \frac{1}{f_{n,\max}} + \frac{kf_{n,\max}-xk^2f_{n,\max}^3}{1+x^2k^2f_{n,\max}^4-2xkf_{n,\max}^2} \right) \quad (17)$$

此时输入阻抗呈感性,谐振电流基波分量滞后于谐振电压基波分量 90° 。第一个半周期结束时,开关管关断进入死区时间,瞬时电流 I_{ZVS} 表达式为

$$I_{ZVS} = \sqrt{2} I_{it}(\pi-\varphi) = \sqrt{2} I_{it}(\pi-90^\circ) = \sqrt{2} I_{it} \quad (18)$$

为实现开关管的零电压开通, I_{ZVS} 要大于对 C_{ZVS} 充放电的电流,其表达式为

$$I_{ZVS} = \sqrt{2} I_{it} = \sqrt{2} \frac{U_{a,FHA}}{|Z_{in,oc}|} > \frac{U_{in}}{T_D} (C_{stray}+C_{ds1}+C_{ds2}) \quad (19)$$

将式(17)代入式(19)得到特性阻抗 Z_o 为

$Z_o <$

$$\frac{2T_D}{\pi(C_{stray}+C_{ds1}+C_{ds2}) \left(f_{n,\max} - \frac{1}{f_{n,\max}} + \frac{kf_{n,\max}-xk^2f_{n,\max}^3}{1+x^2k^2f_{n,\max}^4-2xkf_{n,\max}^2} \right)} \quad (20)$$

此时,得到空载状态下能够实现开关管零电压开通的品质因数 Q_2 的表达式为

$$Q_2 = \frac{Z_o}{R_{eq}} <$$

$$\frac{2T_D}{\pi R_{eq}(C_{stray}+C_{ds1}+C_{ds2}) \left(f_{n,\max} - \frac{1}{f_{n,\max}} + \frac{kf_{n,\max}-xk^2f_{n,\max}^3}{1+x^2k^2f_{n,\max}^4-2xkf_{n,\max}^2} \right)} \quad (21)$$

为了确保在整个运行范围内实现 ZVS,必须使变换器的最大品质因数低于 Q_1 和 Q_2 中最小的一个,并且取(5%~10%)裕量,即

$$Q < (90\% \sim 95\%) \min \{Q_1, Q_2\} \quad (22)$$

2.4 计算 LLC 变换器各参数

品质因数和电感比确定后,可得变换器中谐振参数 L_m 、 L_r 、 C_r 分别为

$$\begin{cases} C_r = \frac{1}{2\pi Q f_r R_{eq}} \\ L_r = \frac{QR_{eq}}{2\pi f_r} \\ L_m = kL_r \end{cases} \quad (23)$$

3 实验验证

通过以上分析,搭建一台输入 48 V、输出 400 V 的实验样机,如图 5 所示,样机中整流管采用快恢复二极管 HER608MIC,主开关 MOSFET 采用 IRF2807。样机设计规格如表 1 所示。



图 5 实验样机电路系统

Fig.5 Circuit system of experimental prototype

表 1 LLC 谐振变换器设计规格

Tab.1 Design specifications of LLC resonant converter

参数	设定值
U_m/V	48
U_o/V	400
P_o/W	1 000
f_r/kHz	100
n	0.12
R_{eq}/Ω	1.87

优化后的参数, $Q=0.405, k=8$, 计算得到谐振参数 $C_r=2.1 \mu F, L_r=1.205 \mu H, L_m=9.64 \mu H$ 。

开关频率越高,寄生电容对变换器造成的干扰越大。高频率对应轻载状态,故需要验证优化后的谐振参数能否在轻载工作状态提高变换器的工作稳定性。

未考虑寄生电容的变换器轻载实验波形如图 6 所示。在开关过程中,关断和开通的瞬间产生明显的纹波,损耗大,轻载效率低。

参数优化后的实验波形如图 7 所示,当 u_{ds} 下降到 0 V 后,驱动信号 u_{gs} 驱动 MOSFET 开通,实现

ZVS。与优化前相比,波形更加平滑,变换器软开关特性更好,工作将更稳定。

在全负载范围内,变换器优化前、优化后的工作效率如图 8 所示。对比可知,优化后的变换器效率明显提高。

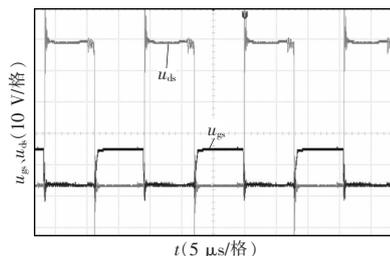


图 6 忽略寄生电容的实验波形

Fig.6 Experimental waveform without the consideration of parasitic capacitance

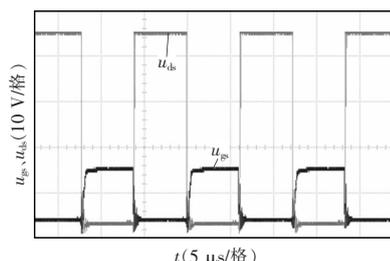


图 7 参数优化后的实验波形

Fig.7 Experimental waveform with optimized parameters

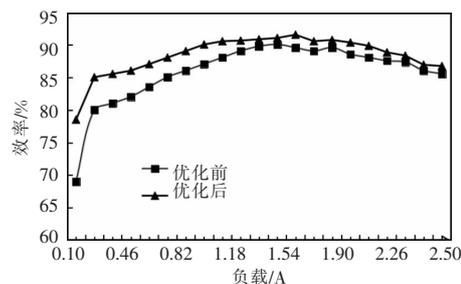


图 8 变换器工作效率曲线

Fig.8 Working efficiency curve of converter

4 结语

本文考虑了变压器寄生电容在 LLC 谐振变换器运行时产生的影响,对谐振参数进行优化。对比不含寄生参数的增益曲线,寄生电容使电压增益波形突变,影响最大增益和最佳频率范围等重要性

能。故在设计参数的过程中考虑了寄生参数,推导电感比和品质因数的设计公式,并计算各谐振参数。最后,通过 1 台 1 000 W 的实验样机验证了本文优化得到的谐振参数能够减少损耗,在全负载范围内提高变换器的效率。

参考文献:

- [1] Gtoot H D, Janssen E, Pagano R, et al. Design of a 1-MHz LLC resonant converter based on a DSP-driven SOI half-bridge power MOS module[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(6): 2307-2320.
- [2] 钟运平, 程小华, 张勇, 等. 半桥 LLC 谐振变换器参数优化设计[J]. 磁性材料及器件, 2014, 3(2): 53-57.
Zhong Yunping, Cheng Xiaohua, Zhang Yong, et al. Optimal design of parameters of half-bridge LLC resonant converter[J]. Journal of Magnetic Materials and Devices, 2014, 3(2): 53-57(in Chinese).
- [3] 王镇道, 赵亚魁, 章兢, 等. LLC 半桥式谐振变换器参数模型与设计[J]. 电工技术学报, 2012, 27(12): 51-55.
Wang Zhendao, Zhao Yakui, Zhang Jing, et al. Parameter model and design of LLC resonant half-bridge converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(12): 51-55(in Chinese).
- [4] 赵敏杰, 戴瑶, 张怀武. LLC 谐振变换器的参数设计[J]. 磁性材料及器件, 2011, 43(2): 53-72.
Zhao Minjie, Dai Yao, Zhang Huawu. Design of the parameters in LLC resonant converter[J]. Journal of Magnetic Materials and Devices, 2011, 43(2): 53-72(in Chinese).
- [5] 刘大庆, 师宇杰. 主回路电流有效值最小的 LLC 参数优化设计[J]. 电源学报, 2011, 9(1): 47-50.
Liu Daqing, Shi Yujie. Optimal design method of minimum current RMS for LLC resonant converter[J]. Journal of Power Supply, 2011, 9(1): 47-50(in Chinese).
- [6] 鲁艳, 李建兵, 江桦, 等. 考虑寄生参数的 LLC 谐振倍压变换器优化设计[J]. 电源学报, 2016, 14(3): 69-74.
Lu Yan, Li Jianbing, Jiang Hua, et al. Optimal design of parameter in LLC voltage-multiplying resonant converter considering parasitic parameters[J]. Journal of Power Supply, 2016, 14(3): 69-74(in Chinese).
- [7] 余昌斌. LLC 谐振半桥 DC-DC 变换器的研究 [D]. 重庆: 重庆大学, 2007.
Yu Changbin. Research on LLC resonant half-bridge DC-DC converter[D]. Chongqing: Chongqing University, 2007 (in Chinese).
- [8] 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 Haibin, Wang Wanbao, Sun Wenjin, et al. Optimal efficiency design of LLC resonant converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(18): 48-56(in Chinese).
- [9] 陈启超, 王建赟, 纪延超. 双向 LLC 谐振型直流变压器的软启动及功率换向控制[J]. 电工技术学报, 2014, 29(8): 180-186.
Chen Qichao, Wang Jianze, Ji Yanchao. Control scheme of bidirectional LLC resonant DC-DC transformer for soft start and power conversion[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(8): 180-186(in Chinese).
- [10] 陈启超, 纪延超, 王建赟. 双向 CLLC 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 Qichao, Ji Yanchao, Wang Jianze. Analyzing and design of bidirectional CLLC resonant DC-DC transformer [J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(18): 2898-2905(in Chinese).
- [11] Cho S H, Kim C S, Han S K. High-efficiency and low-cost tightly regulated dual-output LLC resonant converter[C]. 2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics. 2010: 862-869.



杨玉岗

作者简介:

杨玉岗(1967-),男,中国电源学会高级会员,博士,教授,研究方向:电力电子技术及其磁集成技术,E-mail:yangyugang21@126.com。

孙彬彬(1994-),女,通信作者,硕士研究生,研究方向:电力电子磁集成技术,E-mail:1779369046@qq.com。

闫孝姮(1984-)女,博士,副教授,研究方向:电力电子技术及其磁集成技术,E-mail:63764843@qq.com。