

文章编号: 1000-5641(2013)03-0176-10

基于复形法的 LLC 谐振变换器 最优设计方法及其实现

郭稳涛¹, 何怡刚²

(1. 湖南机电职业技术学院 电气工程系, 长沙 410151;

2. 湖南大学 电气与信息工程学院, 长沙 410082)

摘要: 以效率为优化目标, 以品质因数 Q 、励磁电感与谐振电感的比值 h 以及磁性元件的工作磁通 B_{\max} 为优化变量, 详细给出了实现最优设计的各个步骤, 包括损耗建模、边界条件的推导以及最优解的求解流程. 最后制作了一台 100 kHz、300 W 的样机. 给出了最优设计与可行设计的理论与实验对比结果. 实验结果证明了该最优设计方法的有效性和准确性.

关键词: LLC 谐振变换器; 复形法; 最优设计

中图分类号: TM46 **文献标志码:** A **DOI:** 10.3969/j.issn.1000-5641.2013.03.019

Optimum design of LLC resonant converter based on complex method and its realization

GUO Wen-tao¹, HE Yi-gang²

(1. *Hunan Mechanical & Technical Polytechnic, Changsha 410151, China;*

2. *Hunan University, Changsha 410082, China*)

Abstract: In the process of optimization, the Q factor of the converter, the h ratio of magnetizing inductance to resonant inductance and the maximum flux B_{\max} were chosen as the optimal parameters, the details on the power loss of the converter was presented, the boundary conditions was deduced and the process of getting optimum solution was proposed. Finally, a three-hundred-watt prototype was build; the theoretical and experimental comparison result verified the feasibility and accuracy of the design method.

Key words: LLC resonant converter; complex method; optimum design

0 引 言

LLC 谐振变换器是目前公认的适合中、小功率应用场合的高效率、高功率密度和低成本的一款 DC/DC 拓扑, 其典型应用为通信电源的前端 DC/DC 变换器和液晶电视电源

收稿日期: 2012-08

基金项目: 国家杰出青年科学基金 (50925727); 国家自然科学基金 (6087602); 湖南省高等学校科学研究项目 (12C1068)

第一作者: 郭稳涛, 男, 硕士. E-mail: guowentao_2012@163.com.

等^[1-7]. 通过合理设计, LLC 谐振变换器可以实现不需要任何辅助电路或控制方法实现原副边开关管的软开关工作, 因此在功率变换上有显著优势. 文献 [1-2] 对 LLC 谐振变换器的基本原理进行了详细分析并提出了谐振腔的可行设计方法. 文献 [3] 给出了励磁电感 L_m 对效率的影响, 但其研究仅限于定性分析, 无法提供最优指导. 文献 [4-6] 给出了励磁电感 L_m 的最优值, 但没有考虑到其它变量如电感比 h 和磁性元件工作磁通等变量对效率的影响. 文献 [7] 提出了一种优化设计策略, 该策略以品质因数 Q 和电感比 h 为优化变量; 但实际优化时, 文章只是对两组参数进行了对比, 选择了一组相对更优的参数, 而且该策略忽略了 LLC 谐振变换器的边界条件. 可以看出, 目前在工业界和学术界, LLC 谐振变换器还缺乏一套准确的最优设计方法.

最优设计方法中的复形法, 可用来解决非线性且带有不等式约束条件的极值问题, 而且在维数较少时, 求解结果准确. 其他优化算法, 如模拟退火算法, 也可解决此类问题, 但模拟退火方法不如复形法容易实现. 故本文对基于复形法的 LLC 谐振变换器最优设计进行了研究, 以效率为优化目标, 以品质因数 Q 、励磁电感与谐振电感的比值 h 以及磁性元件的工作磁通 B_{\max} 为优化变量, 给出了损耗建模、边界条件推导以及最优解求解的最优设计流程, 并据此研制了一台 100 kHz 频率的 300 W 样机. 样机实验结果验证了该方法的正确性和有效性.

1 LLC 谐振变换器工作原理

LLC 谐振变换器的拓扑结构见图 1, 图中 L_m 为励磁电感、 L_r 为谐振电感, C_r 为谐振电容, 这三个元件组成了 LLC 三元件谐振腔网络. 简化分析时, 将负载以交流等效电阻的形式折算到变压器原边, 从而得到变换器的基波等效模型(见图 2). 变换器品质因数 Q 、负载的原边等效交流电阻 R_{eq} 、谐振频率 f_r 和电感比 h 的表达式分别如式 (1)—式 (4) 所示.

$$Q = \frac{\sqrt{L_r/C_r}}{R_{eq}}, \quad (1)$$

$$R_{eq} = \frac{8}{\pi^2} \cdot n^2 \cdot R_o, \quad (2)$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r \cdot C_r}}, \quad (3)$$

$$h = \frac{L_m}{L_r}. \quad (4)$$

式中: R_o ——输出负载, n ——变压器原边与副边的匝数比.

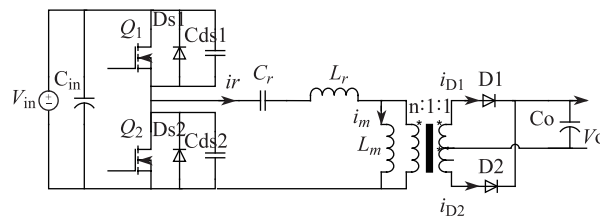


图 1 LLC 谐振变换器

Fig. 1 LLC resonant converter

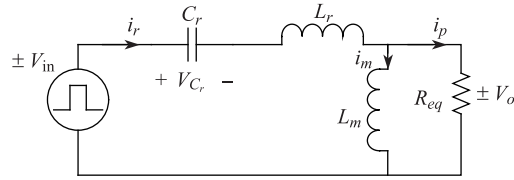


图2 LLC谐振变换器简化分析模型

Fig. 2 Simplified model of LLC resonant converter

损耗分析时, 需要推导 LLC 谐振变换器的主要电流表达式, 并将它们表示为 Q 和 h 的函数式. 额定工作时, LLC 谐振变换器工作在完全谐振点附近. 其谐振腔电流见图 3 所示, 图中 i_r 为谐振腔电流, i_m 为励磁电流, T_r 为谐振频率, θ 为谐振腔电流初始相位角.

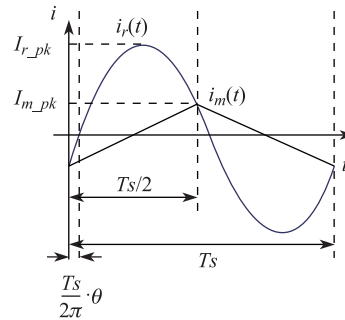


图3 完全谐振时工作电流

Fig. 3 Current waveforms at resonant frequency

$i_r(t)$ 和 $i_m(t)$ 的表达式为:

$$i_r(t) = I_{r-pk} \sin(2\pi \cdot f_r \cdot t - \theta), \quad (5)$$

$$i_m(t) = \frac{4I_{m-pk}}{T_r} t - I_{m-pk}. \quad (6)$$

励磁电流峰值 I_{m-pk} 可以表示为:

$$I_{m-pk} = \frac{n \cdot V_o}{4L_m \cdot f_r}. \quad (7)$$

$t = 0$ 时刻, $i_m(t)$ 的幅值与 $i_r(t)$ 的初始值相等, 可得:

$$I_{m-pk} = I_{r-pk} \cdot \sin \theta. \quad (8)$$

在半个开关周期内, 原边传送到副边的电流的平均值与负载电流相等, 于是有:

$$\frac{\int_0^{T_r/2} [i_r(t) - i_m(t)] dt}{T_r/2} = \frac{I_o}{n}, \quad (9)$$

将式(5)、式(6)代入式(9), 化简得到:

$$I_{r-pk} \cdot \cos \theta = \frac{\pi \cdot I_o}{2n}. \quad (10)$$

将式(7)—式(10)联立,化简得到:

$$I_{r-rms} = \frac{V_o}{4n \cdot f_r \cdot L_m \cdot R_o} \sqrt{\frac{(2\pi \cdot f_r \cdot L_m)^2 + n^4 \cdot R_o^2}{2}}, \quad (11)$$

$$I_{s-rms} = \frac{V_o}{4 \cdot L_m \cdot f_r \cdot R_o} \cdot \sqrt{\frac{\pi^2 - 16}{4\pi^2} \cdot n^4 \cdot R_o^2 + 16L_m^2 \cdot f_r^2}. \quad (12)$$

根据公式(1)—式(4),可以得到励磁电感 L_m 与 Q 和 h 的关系式:

$$L_m(Q, h) = \frac{4n^2 \cdot Q \cdot h \cdot R_o}{\pi^3 \cdot f_r}. \quad (13)$$

将式(13)分别代入式(11)和式(12),得到:

$$I_{r-rms}(Q, h) = \frac{\pi V_o}{32 \cdot n \cdot R_o \cdot Q \cdot h} \sqrt{128 \cdot Q^2 \cdot h^2 + 2\pi^4}, \quad (14)$$

$$I_{s-rms}(Q, h) = \frac{V_o}{32 \cdot R_o \cdot Q \cdot h} \sqrt{1024 \cdot Q^2 \cdot h^2 + (\pi^6 - 16\pi^4)}. \quad (15)$$

2 最优设计方法

最优方法中的复形法,可用来解决非线性且带有不等式约束条件的极值问题,而且在维数较少时,求解结果准确.其他优化算法,如模拟退火算法,也可解决此类问题,但模拟退火方法不如复形法容易实现^[8-10].

所谓复形,就是在 n 维的空间中,由多于 $(n+1)$ 个可行点构成的多面体.复形法的基本思想就是在非线性约束的 n 维空间里,对复形的各顶点函数值逐一进行比较,不断去掉最坏点,代之以既能使目标函数有所改善,又满足约束条件的新点,逐步调向最优解^[10].

复形法的基本模型为:设非线性规划 $f(X)$, 求

$$\min(f(X)), \quad X = [x_1, x_2, \dots, x_n], \quad (16)$$

满足约束条件

$$\begin{cases} g_i(X) \leq 0, & i = 1, 2, \dots, m \\ h_j(X) = 0, & j = 1, 2, \dots, l \end{cases}. \quad (17)$$

复形法的基本思想是:在求解域中随机地给出 k 个起始点 X_1, X_2, \dots, X_k , 称为初始复形,也可称为初始解.复形法的每一步都要对这 k 个解按目标函数数值以升序排列,不妨设升序排列结果为 $f(X_1), f(X_2), \dots, f(X_k)$.此时函数值最大的点 X_k 称为最差点,最小点 X_1 为最优点.然后通过求中心点 X_c 和反射点 X_a ,当 $f(X_a) < f(X_k)$ 时,由 X_a 替代 X_k ,从而得到一个新复形,如此不断地循环迭代.因为每一步都剔除最差点并引入一个更优点,我们有理由相信通过一定次数的迭代后,最终将得到最优解.

3 基于复形法的LLC谐振变换器最优设计方法

在最优设计前,要先根据经验或可行性设计流程完成可行性设计,这相当于为最优设计提供初始状态.然后再根据选定的物料,实现最优设计.本研究以损耗为目标函数,以电感比

h 、品质因数 Q 、变压器最大磁通 B_{T_max} 和谐振电感最大磁通 B_{r_max} 为优化变量, 通过最优设计得到损耗最小的一组参数, 从而完成变换器最优设计.

3.1 可行性设计

可行性设计一般是按照经验来完成的. 品质因数 Q 可根据启动电流来设计^[11], 电感比 h 一般取 $3\sim 8$ ^[2]. 磁芯的工作磁通一般是按照磁芯损耗曲线来设计, 在 50 kHz 以上的工作频率, 一般按 $100\sim 200\text{ mW/cm}^3$ 来设计.

对于本研究, 样机工作环境是 380 V 额定输入, 48 V 额定输出, 输出功率为 300 W , 额定工作频率 100 kHz . 根据这些参数, 完成可行性设计, 电感比 h 取为 4 , 在 300 kHz 的启动频率下, 要求启动电流小于 10 A , 得 Q 为 0.334 (下面给出该值详细的计算公式). 选用天通公司 TP4A 磁芯, 按 100 mW/cm^3 的磁芯损耗来设计, 工作磁通为 0.135 T . 原边开关管为 SPP06CN60C3 (650 V , 6 A , 125 pF), 副边肖特基管为 30CPQ150 (150 V , 30 A). 至此完成了主要参数的可行性设计, 样机工作正常. 但是该方法最大的弊端就是在效率优化时需要进行多组比较实验, 工作量大. 因此, 对其最优设计方法的研究是非常有必要的.

3.2 目标函数

在进行效率优化时, 需要建立电路的损耗模型, 以总损耗为目标函数, 优化结果是总损耗最小. 损耗主要有: 高频变压器损耗, 谐振电感损耗, 原边开关管损耗, 副边二极管损耗以及引线寄生电阻损耗等. 这里将这些主要损耗分为高频变压器损耗, 寄生电阻损耗以及其它损耗三类.

3.2.1 变压器损耗

变压器损耗包括绕组的铜损和磁芯的铁损. 绕组的铜损又包括原边铜损和副边铜损. 磁芯铁损 P_{fe} 可表示为

$$P_{Tx_fe}(B_{T_max}) = P_V(B_{T_max}) \cdot V_e. \quad (18)$$

式中: P_V ——磁芯单位体积损耗, 可由磁芯的数据手册上查到. 在最优设计时, 还需要对其进行曲线拟合, 本样机中采用的 TP4A 磁芯损耗曲线拟合结果见图 4 所示, 可以发现, 二次拟合结果和手册数据非常接近. V_e ——磁芯体积.

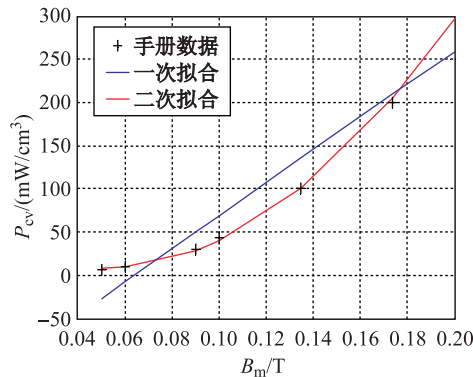


图4 磁芯损耗曲线拟合结果

Fig. 4 Curve fitting result of core loss

为了减小线圈电阻, 采用单股线径为 0.1 mm 的利兹线, 该直径远小于 0.24 mm 的高频效应临界线径, 因此可以忽略线圈的高频效应, 只考虑其直流分量^[12,13]. 变压器原副边匝数

n_p 和 n_s 可以表示为

$$\begin{aligned} n_p(B_{T_max}) &= \frac{nVo}{4Ae fr B_{T_max}}, \\ n_s(B_{T_max}) &= \frac{n_p(B_{T_max})}{n}, \end{aligned} \quad (19)$$

式中: A_e ——磁芯截面积.

$$\begin{aligned} R_{Tx_p}(B_{T_max}) &= \frac{\rho \cdot n_p(B_{T_max}) \cdot l_p}{s_p \cdot n_{litz_p}}, \\ R_{Tx_s}(B_{T_max}) &= \frac{\rho \cdot n_s(B_{T_max}) \cdot l_s}{s_s \cdot n_{litz_s}}, \end{aligned} \quad (20)$$

式中: R_{Tx_p} , R_{Tx_s} ——原、副边电阻, ρ ——铜电阻率, n_p , n_s ——原、副边匝数, l_p , l_s ——原、副边每匝线圈的平均有效长度, s_p , s_s ——原、副边利兹线单股有效通流面积, n_{litz_p} , n_{litz_s} ——原、副边利兹线的股数.

原、副边铜损可表示为

$$\begin{aligned} P_{Tx_Cu_p}(Q, h, B_{T_max}) &= I_{r_rms}(Q, h)^2 * R_{Tx_p}(B_{T_max}), \\ P_{Tx_Cu_s}(Q, h, B_{T_max}) &= I_{s_rms}(Q, h)^2 * R_{Tx_s}(B_{T_max}). \end{aligned} \quad (21)$$

变压器总损耗的表达式如式(22)所示.

$$P_{Tx}(Q, h, B_{T_max}) = P_{Tx_fe}(B_{T_max}) + P_{Tx_Cu_p}(Q, h, B_{T_max}) + P_{Tx_Cu_s}(Q, h, B_{T_max}). \quad (22)$$

3.2.2 谐振电感损耗

谐振电感也是一种磁性元件,其损耗与变压器类似:

$$P_{Lr}(Q, h, B_{r_max}) = P_{Lr_fe}(B_{r_max}) + P_{Lr_Cu}(Q, h, B_{r_max}) \quad (23)$$

3.2.3 寄生电阻损耗

寄生电阻主要包括原边开关管的导通电阻,谐振电容的ESR以及导线寄生电阻:

$$P_{Rs}(Q, h) = I_{r_rms}(Q, h)^2 \cdot (2R_{on} + R_{Cr} + R_{line_p}) + I_{s_rms}(Q, h)^2 * R_{line_s}. \quad (24)$$

3.2.4 其他损耗

其他损耗主要包括副边开关管损耗以及输出电容损耗:

$$P_{other}(Q, h) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_{rms_s}(Q, h) * V_D + P_{ESR_Co}(Q, h). \quad (25)$$

式中: V_D ——副边开关管的导通压降.

3.2.5 总损耗

总损耗可 P_{tot} 以表示为:

$$\begin{aligned} P_{tot}(Q, h, B_{T_max}, B_{r_max},) &= P_{Tx}(Q, h, B_{T_max}) + P_{Lr}(Q, h, B_{r_max}) \\ &+ P_{Rs}(Q, h) + P_{other}(Q, h). \end{aligned} \quad (26)$$

3.3 约束条件

需要分别找到四个优化变量的约束条件. 对于变压器最大磁通 B_{T_max} 和谐振电感最大磁通 B_{r_max} , 它们的约束条件可以根据选定的磁芯的饱和磁通得到. 因此还需要推导其余两个优化变量的约束条件, 这就需结合 LLC 谐振变换器的特殊性来推导.

3.3.1 原边软开关实现的限制条件

要实现原边开关管的零电压开通(Zero Voltage Switching, ZVS)需要保证谐振腔电流在死区时间 T_{dead} 内不能改变方向, 且在死区时间内电荷的供给量 Q_{cap} 要大于开关管结电容的充放电电荷需求量 Q_{need} . 于是得到相位和电荷量的两个限制条件:

$$\theta \geq \omega_r \cdot T_{doad}, \quad (27)$$

$$Q_{cap} = \int_{T_r/2}^{T_r/2+T_{dead}} i_r(t) \cdot dt \geq tQ_{need} = 2V_{in} \cdot C_j. \quad (28)$$

将式(13)、式(27)和式(28)联立, 推导得到励磁电感的限制条件:

$$Q \cdot h \leq \frac{w_r \cdot L_m}{R_{eq}} = \frac{1 - \cos(w_r \cdot T_{dead})}{16f_r \cdot C_j \cdot \sin(w_r \cdot T_{dead}) \cdot R_{eq}}. \quad (29)$$

3.3.2 品质因数的限制条件

启动时刻, LLC 谐振变换器的输出电容两端压降为 0, 等效为输出短路. 因此启动时刻谐振腔等效电路可以表示为图 5 所示的模型. 该模型是二元件谐振电路, 初始条件为 0, 可以推导出启动电流的解析式.

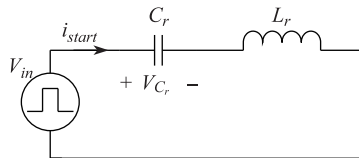


图 5 启动时刻谐振腔等效电路

Fig. 5 Equivalent circuit during start-up transient

额定电压启动时, 变换器的启动电流 i_{start} 可以表示为

$$i_{start}(k_f) = \begin{cases} \frac{\pi^2}{4Q} \cdot \frac{I_o}{n}, & 1 \leq k_f \leq 2 \\ \frac{\pi^2}{4Q} \cdot \frac{I_o}{n} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{k_f}\right), & k_f > 2 \end{cases}, \quad (30)$$

式中 k_f 为启动频率 f_{start} 与谐振频率 f_r 之比, $k_f = f_{start}/f_r$.

可以发现, 品质因数与启动电流成反比, 品质因数越小, 启动电流越大. 变换器设计时, 启动电流不能超过允许的最大值 $I_{start(max)}$ 以保证器件的安全工作. 这就限制了 Q 的取值, 其最小值如式(31)所示. 为了满足一定的掉电保持需求^[5], LLC 谐振变换器的最大增益要大于实际需要的增益最大值 M_{max} . 这就限制了品质因数 Q 的最大值, Q 一般根据变换器的仿真增益曲线选取, 图 6 是该电路在不同品质因数 Q 下的增益曲线仿真结果, 从图上可以看出,

Q 的最大值约为 0.75.

$$Q(k_f) \geq \begin{cases} \frac{\pi^2}{4I_{\text{start(max)}}} \cdot \frac{I_o}{n}, & 1 \leq k_f \leq 2 \\ \frac{\pi^2}{4I_{\text{start(max)}}} \cdot \frac{I_o}{n} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{k_f}\right), & k_f > 2 \end{cases} \quad (31)$$

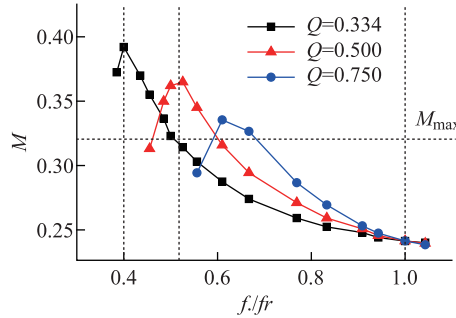


图 6 不同品质因数 Q 下增益曲线的仿真结果

Fig. 6 Simulated gain curve under different Q factor

3.4 最优解求解

本最优设计中, $x_1 = Q$, $x_2 = h$, $x_3 = B_{t_max}$, $x_4 = B_{r_max}$. 设计流程分五步:

第一步: 构成初始复形. 可行设计结果为设计的可行解, 然后利用随机搜索法或者其它搜索方法找出 $k > (n+1)$ 个可行解(一般取 $k = 2n$, 这里取 8), 构成初始复形.

第二步: 求最坏点与中心点. 所谓的最坏点就是复形中使目标函数取得最大值的点, 寻优的过程就是不断去掉这些最坏点, 代之以既能使目标函数有所改善, 又满足约束条件的新点. 由式(32)找到复形的最坏点 X_h , 接着由式(33)找出复形的中心点 X_c .

$$X_h = \max_{1 \leq i \leq k} (f(X_i)), \quad (32)$$

$$X_c = \frac{1}{k-1} \left(\sum_{\substack{i=1 \\ i \neq h}}^k X_i \right). \quad (33)$$

第三步: 构成反射点. 选择反射系数 α (一般取 $\alpha \geq 1$, 这里取 1.2), 由最坏点 X_h 通过中心点 X_c 做 α 倍的反射, 得到反射点 $X_a = X_c + \alpha(X_c - X_h)$. 得到反射点之后还要判断 X_a 是否满足约束条件, 若不满足, 则减小反射系数 $\alpha = \alpha/2$, 重新构成反射点, 重新检查, 直到 X_a 为可行点.

第四步: 去掉最坏点. 比较反射点函数值与最坏点函数值的大小. 若 $f(X_a) < f(X_h)$, 则以 X_a 替换 X_h , 构成新的复形, 转向第二步; 若 $f(X_a) \geq f(X_h)$, 则将反射系数减半, 即以 $\alpha/2$ 代替 α , 转向第三步. 反复进行之后, 若反射系数已缩小到预先给定的一个很小的正数 ϵ (这里取 0.01), 由式(34)选出次坏点 X_{sh} . 使 $X_h = X_{sh}$, 转向第二步.

$$X_{sh} = \max_{\substack{1 \leq i \leq k \\ i \neq h}} (f(X_i)) \quad (34)$$

第五步:收敛性判据.反复迭代,直到新的复形缩得充分小,以至满足式(35)为止,式中 ε 为预先给定的精度系数.则 X_c 即为最优解.

$$\frac{1}{k} \sum_{l=i}^k (f(X_c) - f(X_i))^2 \leq \varepsilon \quad (35)$$

根据本文提出的最优设计流程,在 Matlab 软件中编程实现最优设计求解过程.表 1 是利用复形法进行多次可重复优化计算过程中随机取得的五组最优解.

表 1 最优参数求解结果

Tab. 1 Solving result of optimum parameter

序号	最小损耗(W)	最优参数($Q, h, B_{T_max}, B_{r_max}$)
1	10.724	0.750 8, 6.329 7, 0.084 3, 0.093 9
2	10.724	0.750 4, 6.329 6, 0.084 3, 0.093 9
3	10.724	0.750 1, 6.329 9, 0.084 1, 0.093 9
4	10.724	0.749 7, 6.330 5, 0.084 1, 0.094 2
5	10.72 4	0.750 1, 6.330 0, 0.084 1, 0.093 9

4 实验与研究

表 2 是可行设计与最优设计参数对比表,在现有的物料条件下,可行设计的理论效率为 95.4%,最优设计的理论效率为 96.5%.详细的损耗对比见图 7 所示.优化后样机的主要实验波形见图 8 所示,8(a)为额定输入电压满载工作时开关管驱动电压 v_{gs} (20V/格)和漏源电压 v_{ds} (100V/格);8(b)为谐振电容两端电压 v_{Cr} (100V/格)和共振腔电流 i_r (2A/格);8(c)为副边二极管电压 v_D (50V/格)和二极管电流 i_D (5A/格).可以看出,额定工况下,变换器工作在完全谐振点附近,而且原边开关管实现 ZVS,副边二极管实现零电流关断(Zero Current Switching, ZCS).图 9 为最优设计结果与可行设计的效率曲线对比,可行设计下,满载最高效率为 95.17%,最优设计的最高效率为 96.22%,效率提升了 1.05%,与理论分析吻合.

表 2 可行设计与最优设计参数对比

Tab. 2 Comparison between practical and optimal design

	Q	h	B_{T_max}	B_{r_max}
可行设计	0.334	4	0.135T	0.135T
最优设计	0.75	6.33	0.0845T	0.094T

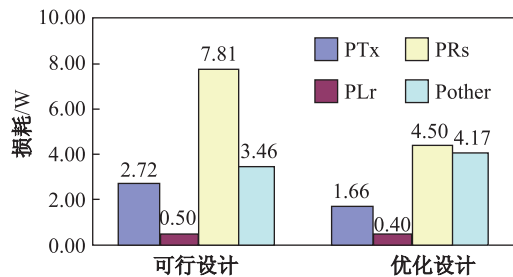


图 7 可行设计与最优设计的损耗对比图

Fig. 7 Power loss comparison between practical and optimal design

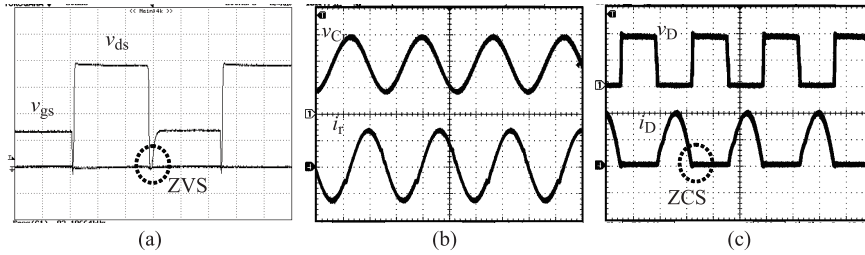


图 8 样机实验波形

Fig. 8 Experimental waveforms

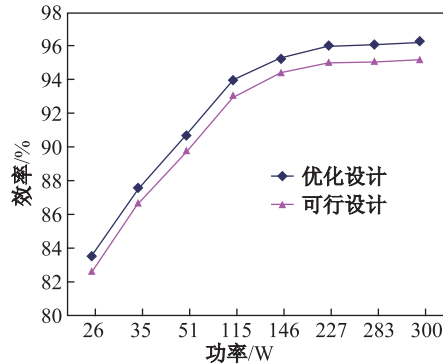


图 9 样机效率曲线

Fig. 9 Efficiency curve of prototype

5 结 论

本文通过详细的理论分析和损耗建模, 给出了基于复形法的 LLC 谐振变换器最优设计方法. 最优设计时, 首先需要根据经验完成可行性设计, 在此基础上, 利用本文的优化模型建立目标函数和约束条件, 在matlab中编程实现优化计算. 文中最后给出了样机实验结果, 理论和实验的对比结果验证了本文所提出的最优设计方法有效性和准确性.

[参 考 文 献]

- [1] YANG B, LEE F C, ZHANG A J, et al. LLC resonant converter for front end DC / DC conversion[C]// Proceedings of 17th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Expositions. New York: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc, 2002: 1108-1112.
- [2] 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): 6-11.
- [3] 顾亦磊, 杭丽君, 吕征宇, 等. 非对称结构多路输出 LLC 谐振型变换器 [J]. 中国电机工程学报, 2006, 43(5): 82-87.
- [4] 陈威, 吕征宇. 新颖软开关推挽 LLC 谐振变流器及其拓扑延拓 [J]. 浙江大学学报(工学版), 2010, 44(8): 1540-1547.
- [5] LU B, LIU W D, LIANG Y, et al. Optimal design methodology for LLC resonant converter[C]// Proceedings of 21st Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. New York: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc, 2006: 533-538.
- [6] YANG B, LEE F C, CONCANNON M, et al. Over current protection methods for LLC resonant converter[C]// Proceedings of 18th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. New York: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc, 2003: 605-609.
- [7] XIE X G, ZHANG J M, ZHAO C, et al. Analysis and optimization of LLC resonant converter with a novel over-current protection circuit[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22: 435-443.
- [8] 郭琦, 稟榕, 吴勃英. 基于复形法求解多智能体障碍问题的研究 [J]. 计算机工程与应用, 2002, 17(2): 6-8.
- [9] 樊薇薇, 翟国富. 基于复形法的继电器机械特性优化设计方法的研究 [J]. 低压电器, 2009, 3: 10-13.
- [10] 莫愿斌, 陈德钊, 胡上序. 粒子群复形法求解旅行商问题 [J]. 浙江大学学报(工学版), 2007, 41(3): 369-373.

(下转第 218 页)

- [2] 朱树先,张仁杰. 支持向量机核函数选择的研究[J]. 科学技术与工程, 2008, 8(16): 4513-4517.
- [3] BOTTOU L, CORTES C, DENKER J, et al. Comparison of Classifier Methods: A Case Study in Handwritten Digit Recognition. *Computer Vision & Image Processing [C]*//Proceedings of the 12th IAPR International Conference. Jerusalem: [s. n.], 1994: 77-87.
- [4] DEBNATH R, TAKAHIDE N, TAKAHASHI H. A decision based one-against-one method for multi-class support vector machine[J]. *PATTERN ANALYSIS & APPLICATIONS*, 2004, 7: 164-175.
- [5] PLATT J C. Fast Training of Support Vector Machines Using Sequential Minimal Optimization [M]. [s. l.]: MIT Press, 1998.
- [6] 张学工. 关于统计学习理论与支持向量机[J]. *自动化学报*, 2000, 26(1): 32-42.
- [7] TAKAHASHI F, ABE S. Decision-Tree-Based Multi-Class Support Vector Machines[C]//Proceeding of ICOP'02. Singapore: IEEE Press, 2002.
- [8] Sogou Lab Data. 文本分类语料库[DB/OL]. [2012-12-24]. <http://www.sogou.com/labs/dl/c.html>.
- [9] CHANG C C, LIN C J. LIBSVM: a library for support vector machines[J]. *ACM Transactions on Intelligent Systems and Technology*, 2011, 2(3): 1-27.
- [10] ICTCLAS. 汉语分词系统[DB/OL]. [2012-12-23]. <http://www.ictclas.org/>.
- [11] YANG Y M, PEDERSEN J O. A Comparative Study on Feature Selection in Text Categorization[C]. *International Conference on Machine Learning*. 1997.
- [12] POWERS D M W. Evaluation: from precision, recall and F-factor to ROC, informedness, markedness & correlation[J]. *Journal of Machine Learning Technologies*, 2004, 2: 37-63.
- [13] KOHAVI R. A study of cross-validation and bootstrap for accuracy estimation and model selection[C]. *Proceedings of the Fourteenth International Joint Conference on Artificial Intelligence*. 1995, 2(12): 1137-1143.

(上接第 185 页)

- [11] LIU T, ZHUO Z Y, XIONG A M, et al. A novel precise design method for LLC series resonant converter[C]//28th Annual International Telecommunications Energy Conference. New York: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc, 2006: 1-6.
- [12] Erickson R W, Maksimovic D. *Fundamentals of Power Electronics*, Second edition[M]. New York: Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [13] 赵晨,石洋,吴新科,等. 三元件串联 LLC 谐振变换器的优化设计策略[J]. *电工技术学报*, 2008, 23(1): 65-71.