

# CLL 谐振变换器谐振电路参数优化设计

吴建雪, 许建平, 陈章勇

(西南交通大学 电气工程学院 磁浮技术与磁浮列车教育部重点实验室, 四川 成都 610031)

**摘要:** CLL 谐振变换器谐振网络电路参数的设计关系到变换器性能的好坏。基于基波近似法, 并结合特征阻抗分析方法, 提出一种 CLL 谐振变换器谐振网络电路参数优化设计方案。详细分析了 CLL 谐振变换器的直流增益特性、谐振网络电流有效值和谐振电容电压应力, 同时采用特征阻抗分析方法给出了实现开关管软开关的限制条件。实验结果验证了所提方案的正确性。

**关键词:** CLL 谐振变换器; 谐振电感比; 品质因数; 环流损耗; 工作特性; 变换器; 谐振电路; 设计

**中图分类号:** TM 46

**文献标识码:** A

**DOI:** 10.16081/j.issn.1006-6047.2015.01.012

## 0 引言

分布式电源系统<sup>[1]</sup>在服务器、通信设备、笔记本电脑和平板电视等场合得到广泛应用。在电网断电后, 往往要求分布式电源系统具有一定的断电保持时间。因此, 作为功率因数校正(PFC)后级的 DC-DC 变换器需具有宽输入电压调节能力。传统 PWM 变换器控制简单, 广泛作为分布式电源系统的后级 DC-DC 变换器<sup>[2-4]</sup>。其中, 双管正激变换器<sup>[5]</sup>能够实现变压器磁芯的自复位, 不需要额外添加复位电路, 电路拓扑简单而备受关注。然而, 该变换器的开关管工作于硬开关, 限制了变换器功率密度和效率的进一步提高。文献<sup>[6]</sup>提出的不对称半桥变换器实现了开关管的零电压开关(ZVS)导通, 提高了变换器效率。然而, 不对称半桥变换器存在不对称占空比引起的整流二极管电压应力不对称和轻载时不能实现开关管 ZVS 导通等问题。

谐振变换器<sup>[7-14]</sup>能够实现开关管的 ZVS 导通, 提高了变换器的效率和功率密度。文献<sup>[7]</sup>提出的串联谐振变换器在轻载时输出电压难以调节, 环流损耗高。文献<sup>[8]</sup>研究的并联谐振变换器能够解决串联谐振变换器轻载时输出电压不可控的问题, 但是环流损耗大。文献<sup>[9]</sup>研究的串并联谐振变换器可以看成是串联谐振变换器和并联谐振变换器的结合, 它结合了 2 种变换器的优点, 但同样存在环流损耗大和开关管关断电流大等问题。LLC 谐振变换器<sup>[10-13]</sup>能够实现低开关损耗、低环流损耗、宽输入范围, 并能够在全负载范围内实现开关管的 ZVS 导通和整流二极管的零电流开关(ZCS)关断, 提高了变换器的效率。文献<sup>[14-15]</sup>提出的 CLL 谐振变换器能够在全负载范围内实现开关管的 ZVS 导通和整流二极管的

ZVS 关断, 并具有环流损耗低、开关管关断电流小等优点。CLL 谐振变换器的变压器设计简单, 变换器的励磁电感大, 使变换器的原边电流和副边电流同相位, 比较容易实现同步整流。此外, CLL 谐振变换器的并联电感两端的电压随负载减轻而减小, 开关管的关断电流减小, 开关管的关断损耗减小, 提高了 CLL 谐振变换器的轻载效率。与 LLC 谐振变换器类似, CLL 谐振变换器的设计主要围绕变压器变比、谐振电感比、谐振网络的品质因数进行设计<sup>[16-18]</sup>。本文提出了将基波分析法与特征阻抗分析法相结合的设计思路, 并制作了一台实验样机, 验证了该优化设计方案的正确性。

## 1 CLL 谐振变换器

### 1.1 电路拓扑结构

图 1 为半桥结构的 CLL 谐振变换器电路, 2 个主开关管  $V_{T1}$ 、 $V_{T2}$  互补导通且维持一定的死区时间, 并联谐振电感  $L_1$ 、串联谐振电感  $L_2$  (变压器的漏感包含在内) 和谐振电容  $C_1$  构成谐振网络。当谐振电感  $L_2$  的电流等于零时, 原边不向副边传递能量, 参与谐振的只有谐振电感  $L_1$  和谐振电容  $C_1$ , 此时的谐振频率记作  $f_1$ ; 当流过谐振电感  $L_2$  的电流不等于零时, 原边向副边传递能量, 变压器原边两端电压被箝位  $\pm nU_o$ , 参与谐振的有谐振电感  $L_1$ 、 $L_2$  和谐振电容  $C_1$ , 此时的谐振频率记作  $f_2$ ; 当开关频率介于  $f_1$  和  $f_2$  之间时, 变换器工作在感性负载区域且整流二极管能够实现 ZCS 关断。

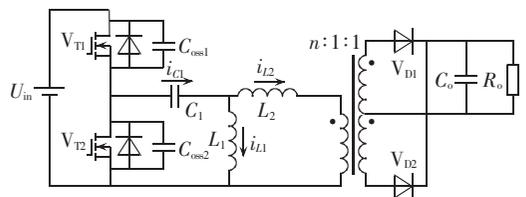


图 1 CLL 谐振变换器

Fig.1 CLL resonant converter

收稿日期: 2014-01-18; 修回日期: 2014-11-26

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51177140); 中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(2682013ZT20)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51177140) and the Fundamental Research Funds for the Central Universities(2682013ZT20)

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}}, f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{\text{eq}} C_1}} \quad (1)$$

其中,  $L_{\text{eq}} = L_1 L_2 / (L_1 + L_2)$  为等效电感。

## 1.2 CLL 谐振变换器的直流增益特性

图 2 所示为 CLL 谐振变换器等效电路。由基波近似法<sup>[14]</sup>可以得出 CLL 谐振变换器负载  $R_0$  折算到变压器原边侧的交流等效阻抗  $R_{\text{ac}}$  (电抗为 0) 如式 (2) 所示。

$$R_{\text{ac}} = \frac{8n^2 R_0}{\pi^2} \quad (2)$$

其中,  $n$  为变压器的匝比。

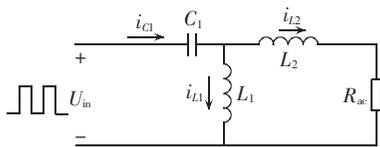


图 2 CLL 谐振变换器的等效电路

Fig.2 Equivalent circuit of CLL resonant converter

CLL 谐振变换器的直流增益<sup>[14-15]</sup>为:

$$M = \frac{2nU_o}{U_{\text{in}}} = \left| \frac{1}{1 - \frac{1}{(1+k)f_n^2} - j\left(1 + \frac{1}{k}\right)Q\left(\frac{1}{f_n} - f_n\right)} \right| \quad (3)$$

其中,  $k = L_1 / L_2$  为谐振电感  $L_1$  与谐振电感  $L_2$  之比;  $f_n = f_s / f_2$  为开关频率  $f_s$  与谐振频率  $f_2$  之比; 品质因数  $Q = \sqrt{L_1 L_2} / [C_1 (L_1 + L_2)] / R_{\text{ac}}$ 。

图 3 所示为 CLL 谐振变换器的直流增益曲线。在开关频率等于谐振频率处, CLL 谐振变换器的增益大于 1; 随着负载加重, 即  $Q$  增大, 变换器增益减小; 当  $Q$  继续增大时, CLL 谐振变换器已不能实现升压增益, 表现为串联谐振变换器的特性。

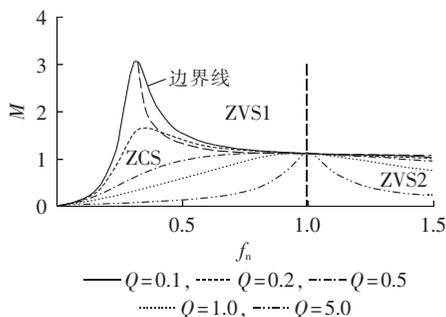


图 3 CLL 谐振变换器的增益曲线 ( $k=10$ )

Fig.3 Gain curves of CLL resonant converter ( $k=10$ )

由图 3 可知, CLL 谐振变换器有 3 个工作区域, 分别为 ZCS 区域、ZVS1 区域和 ZVS2 区域。在 ZCS 区域<sup>[4]</sup>, 变换器工作在容性区间, 开关管的开通损耗大, 开关管的寄生二极管存在严重的反向恢复问题, 应该避免变换器工作在该区域; 在 ZVS1 区域, CLL 谐振变换器中的串联谐振电感  $L_2$  工作在电感电流

断续模式, 可以同时实现原边开关管的 ZVS 导通和整流二极管的 ZCS 关断, 消除了开关管的开通损耗和二极管的反向恢复损耗, 变换器的效率高; 在 ZVS2 区域, 电感  $L_2$  工作在电感电流连续模式, 开关管可实现 ZVS 导通, 而整流二极管不能实现 ZCS 关断, 存在严重的反向恢复问题。因此, 希望变换器在全负载范围内工作在 ZVS1 区域, 以实现开关管的 ZVS 和整流二极管的 ZCS, 减少开关损耗以提高变换器的效率。

## 2 CLL 谐振变换器参数优化设计

### 2.1 $k, Q$ 的可行域

CLL 谐振变换器在全负载范围内工作于 ZVS1 区域时, 可以实现开关管的 ZVS 导通和整流二极管的 ZCS 关断。为了使变换器在宽输入电压范围内工作在 ZVS1 区域, 要求低电压输入时变换器的直流增益大于  $1 + 1/k$ 。

本文采取阻抗分析方法分析了 CLL 谐振变换器工作于 ZVS1 区域时  $k, Q$  的取值范围。首先, 图 4 给出了 3 个不同负载条件下 CLL 谐振变换器的直流增益特性波特图。在 3 个区域内, 分别满足:

$$R_{\text{ac}} < Z_1, Z_1 \leq R_{\text{ac}} < Z_2, R_{\text{ac}} \geq Z_2 \quad (4)$$

$$Z_1 = \sqrt{\frac{L_1 L_2}{(L_1 + L_2) C_1}}, Z_2 = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \quad (5)$$

其中,  $Z_1$  和  $Z_2$  为谐振网络的特征阻抗。

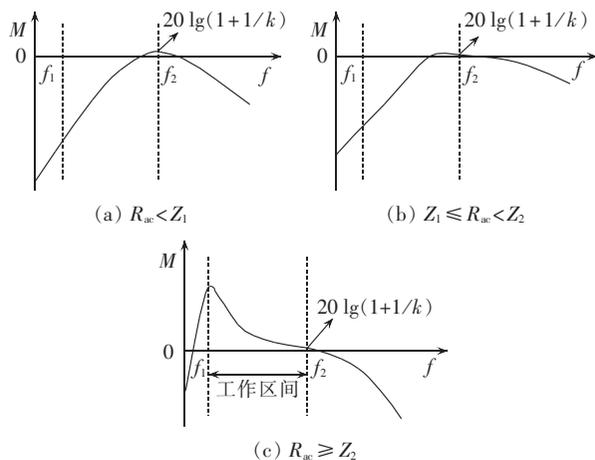


图 4 直流增益的波特图

Fig.4 Bode plots of DC gain

由图 4 可知, 当  $R_{\text{ac}} < Z_1$  时, 直流增益最大值等于  $1 + 1/k$ , CLL 谐振变换器仅能工作在 ZCS 或 ZVS2 区域; 当  $Z_1 \leq R_{\text{ac}} < Z_2$  时, 直流增益最大值略大于  $1 + 1/k$ , 增益最大值对应的开关频率远离谐振频率  $f_1$ , 变换器的增益可调范围受限, 难以实现宽电压输入和宽负载变化; 当  $R_{\text{ac}} \geq Z_2$  时, 最大增益值对应的开关频率近似等于谐振频率  $f_1$ , 变换器的增益可调范围宽, 易于实现宽电压输入和宽负载输出。因此, 为了保证

变换器工作于 ZVS1 区域,且具有宽增益调节范围,交流等效阻抗  $R_{ac}$  应该大于或等于  $Z_2$ 。联立求解可得,  $k$ 、 $Q$  需满足的条件为:

$$Q\sqrt{k+1} \leq 1 \quad (6)$$

## 2.2 谐振网络电流有效值

当开关频率  $f_s$  等于谐振频率  $f_2$  时,由 CLL 谐振变换器的等效电路,可得变换器在区间  $[0, T_s/2]$  内的稳态微分方程和边界条件:

$$\begin{cases} C_1 \frac{d(U_{in} - U_{L1}(t))}{dt} = i_{C1}(t), & L_1 \frac{di_{L1}(t)}{dt} = U_{L1}(t) \\ L_2 \frac{d(i_{C1}(t) - i_{L1}(t))}{dt} = U_{L1}(t) - nU_o \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} i_{L1}(0) = -i_{L1}\left(\frac{T_s}{2}\right), & i_{C1}(0) = i_{L1}(0) \\ \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s/2} [i_{C1}(t) - i_{L1}(t)] dt = \frac{U_o}{nR_o} \end{cases} \quad (8)$$

由式(7)、(8)得谐振网络电流为:

$$i_{C1}(t) = \frac{\pi L_2 \omega_s C_1 U_{in}}{4L_1} \times \left[ \frac{(L_1 + L_2)\omega_s}{n^2 R_o} \sin(\omega_s t) - \cos(\omega_s t) \right] \quad (9)$$

其中,开关角频率  $\omega_s = 2\pi f_2$ 。

谐振网络电流有效值为:

$$I_{C1} = \frac{\pi L_2 \omega_s C_1 U_{in}}{4\sqrt{2} L_1} \sqrt{\left[ \frac{(L_1 + L_2)\omega_s}{n^2 R_o} \right]^2 + 1} \quad (10)$$

式(10)可表示为:

$$I_{C1}(k, Q) = \frac{\pi U_{in}}{4\sqrt{2} k Q R_{ac}} \sqrt{\frac{64(k+1)^4 Q^2}{k^2 \pi^4} + 1} \quad (11)$$

## 2.3 谐振电容电压应力

由式(9)可得在  $[0, T_s/2]$  时间段,谐振电容  $C_1$  的电压为:

$$U_{C1}(t) = \frac{U_{in}}{2} - \frac{\pi L_2 U_{in}}{4L_1} \sqrt{\left[ \frac{(L_1 + L_2)\omega_s}{n^2 R_o} \right]^2 + 1} \times \sin(\omega_s t + \theta) \quad (12)$$

其中,  $\theta = \arctan[(L_1 + L_2)\omega_s / (n^2 R_o)]$ 。

谐振电容  $C_1$  的电压应力为:

$$U_{C1_{max}} = \frac{U_{in}}{2} + \frac{\pi L_2 U_{in}}{4L_1} \sqrt{\left[ \frac{(L_1 + L_2)\omega_s}{n^2 R_o} \right]^2 + 1} \quad (13)$$

式(13)可表示为:

$$U_{C1_{max}}(k, Q) = \frac{U_{in}}{2} + \frac{\pi U_{in}}{4k} \sqrt{\frac{64(k+1)^4 Q^2}{k^2 \pi^4} + 1} \quad (14)$$

## 3 设计步骤

基于以上分析,提出了一种 CLL 谐振变换器谐振网络参数的设计方法,并制作了一台 96 W 的样机。实验样机的主要参数为:输入电压  $U_{in}$  为 320~400 V 直流电压,额定输出电压  $U_o = 48$  V,额定输出电流  $I_o = 2$  A,谐振频率  $f_2 = 100$  kHz。

### a. 谐振网络的最小和最大直流增益。

为了最大限度地降低开关频率的变化范围,通常使 CLL 谐振变换器工作在谐振频率  $f_2$  附近,设计变换器输入电压最大时工作频率为谐振频率  $f_2$ ,即在谐振频率  $f_2$  处的增益最小。最小电压增益为:

$$M_{min} = 1 + 1/k \quad (15)$$

则最大电压增益为:

$$M_{max} = \frac{U_{in_{max}}}{U_{in_{min}}} M_{min} \quad (16)$$

其中,  $U_{in_{min}}$  和  $U_{in_{max}}$  分别为输入电压的最小值和最大值。

不妨假设  $k = 10$ , 则  $M_{min} = 1.1$ ,  $M_{max} = 1.375$ 。

如图 5 所示,当谐振电感比  $k$  一定时,品质因数  $Q$  越小,变换器的最大直流增益越大,变换器可调节的输入范围越宽;当品质因数  $Q$  一定时,谐振电感比  $k$  越小,增益越大。为了使变换器在宽输入范围内始终工作于 ZVS1 区域,需要选择合适的  $k$  和  $Q$ ,使变换器的最大增益值略大于  $M_{max}$ 。

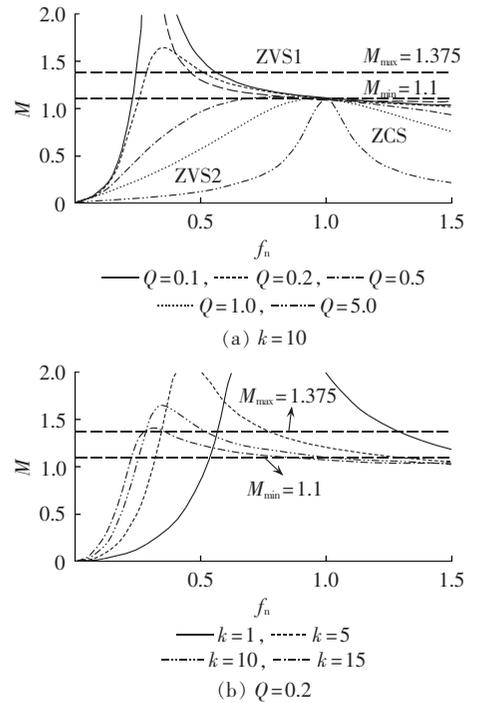


图 5 最小增益和最大增益

Fig.5 Minimum gain and maximum gain

### b. 变压器的匝比 $n$ 。

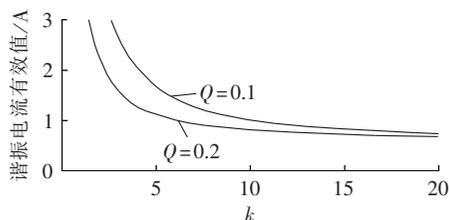
为使变换器在宽输入电压范围内工作于 ZVS1 区域,通常设计最大输入电压时,满载工作频率等于谐振频率  $f_2$ ,则:

$$n = \frac{U_{in_{max}}}{2(U_o + 2U_F)} \left( 1 + \frac{1}{k} \right) \quad (17)$$

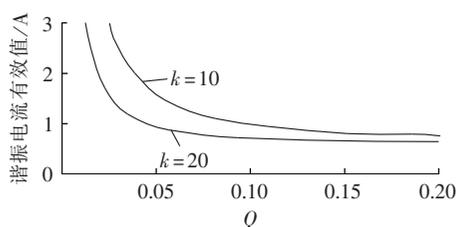
其中,  $U_F$  为整流二极管的正向压降。由步骤 a 知,一个较小的  $k$  值可以获得较高的峰值增益,但是太小的  $k$  值将带来较大的环流损耗。一般取  $k \geq 5$ ,则可得到变压器匝比  $n = 4$ 。

c. 谐振电感比  $k$  和品质因数  $Q$ 。

根据步骤 b 确定的变压器匝比, 则可由式(2)求出变换器的交流等效阻抗  $R_{ac}$ , 代入式(11)可得到谐振变换器的谐振网络的电流有效值如图 6 所示。



(a) 不同  $Q$  值下的谐振网络电流有效值



(b) 不同  $k$  值下的谐振网络电流有效值

图 6 谐振网络电流有效值

Fig.6 RMS current of resonant network

由图 6 可知, 当品质因数  $Q$  一定时, 谐振网络电流有效值随谐振电感比  $k$  增大而减小, 当  $k$  足够大时, 电流有效值几乎不再随  $k$  增大而减小,  $k$  越大则谐振电感  $L_1$  也越大, 变换器的体积也越大; 当谐振电感比  $k$  一定时, 谐振网络电流有效值随品质因数  $Q$  增大而减小, 当  $Q$  足够大时, 电流有效值几乎不再随  $Q$  增大而减小。当  $k \geq 10$  且  $Q \geq 0.1$  时, 谐振网络的电流有效值均处在较低的水平。根据式(6)可得使变换器工作在 ZVS1 区域的  $k$ 、 $Q$  取值范围如图 7 所示。

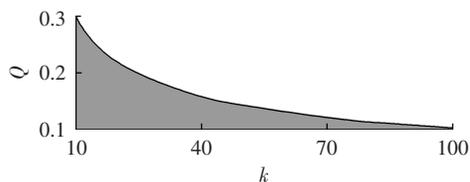


图 7  $k$ 、 $Q$  的取值范围

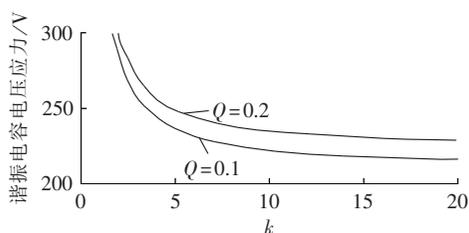
Fig.7 Range of  $k$  and  $Q$

当  $k$ 、 $Q$  取值范围处于图 7 的阴影部分时, 变换器能实现开关管的 ZVS 导通。然而, 谐振电感比越大, 则谐振电感  $L_1$  的电感量越大, 导致变换器的体积增大, 且当  $k$  足够大时, 谐振网络的电流不会明显减小。因此, 在实际选择谐振电感比  $k$  时, 不宜选择过大的  $k$  值, 选择  $k$  取值 10~20 比较合适。分别将  $k$  取值 10~20 代入式(15)、(16), 得到变换器需要的最小增益和最大增益, 并作出相应的增益曲线图, 一般要求峰值增益的裕量为 20%。筛选出使变换器在宽输入范围内始终工作在 ZVS1 区域的  $(k, Q)$  取值组合。为了简化分析, 在筛选过程中, 电感比  $k$  取整数, 品质因数  $Q$  的精度为 0.01。将满足条件的  $(k, Q)$

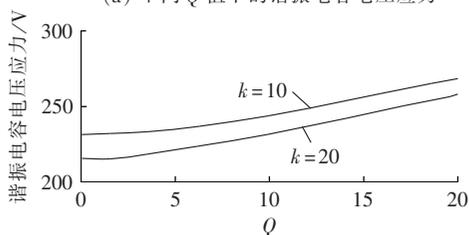
组合代入式(10)可得, 当取 (20, 0.14) 时, 谐振网络的电流有效值最小, 且  $I_{Cl_{min}} = 0.687$  A。

d. 谐振电容的耐压值。

由式(14)可得谐振电容的电压应力, 如图 8 所示。



(a) 不同  $Q$  值下的谐振电容电压应力



(b) 不同  $k$  值下的谐振电容电压应力

图 8 谐振电容电压应力

Fig.8 Voltage stress of resonant capacitor

由图 8 可知, CLL 谐振变换器的谐振电容电压应力随谐振电感比  $k$  增大而减小, 且相对减小量逐渐降低; 随品质因数  $Q$  增大而增大。谐振电容的电压应力越高, 对谐振电容的耐压要求越高, 谐振电容的成本也越高。当  $k=20$ 、 $Q=0.14$  时, 谐振电容的电压应力约为 240 V, 则可以选择耐压值为 400 V 的谐振电容, 足以满足要求。

e. 谐振网络。

谐振电感  $C_1$  的电容量和谐振电感  $L_2$  的电感值可以根据式(18)得到:

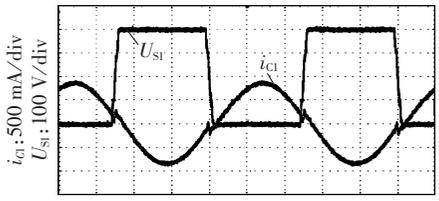
$$C_1 = \frac{1 + 1/k}{2\pi f R_{ac} Q}, \quad L_2 = \frac{QR_{ac}}{2\pi f} \quad (18)$$

则谐振电感  $C_1 = 38$  nF, 谐振电感  $L_2 = 70$   $\mu$ H, 谐振电感  $L_1 = 1.4$  mH。

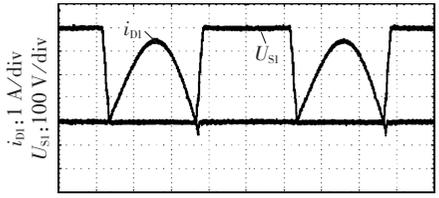
## 4 实验结果

根据上述设计结果, 制作了一台实验样机。实验样机的主要参数为: 输入电压  $U_m$  为 320~400 V 直流电压, 额定输出电压  $U_o = 48$  V, 额定负载  $R_o = 24$   $\Omega$ , 谐振频率  $f_2 = 100$  kHz, 谐振电感  $C_1 = 38$  nF, 谐振电感  $L_2 = 70$   $\mu$ H, 谐振电感  $L_1 = 1.4$  mH, 变压器匝比为 4:1。

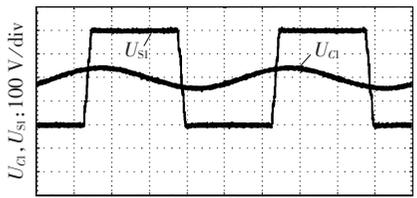
该实验样机的主要实验波形如图 9—12 所示。从图 9(a)可知, 开关管  $V_{T2}$  关断时的谐振网络电流  $i_{Cl}$  为负, 其为开关管  $V_{T1}$  的输出电容进行放电, 使开关管  $V_{T1}$  两端的电压从输入电压降至零电压, 为开关管的 ZVS 导通创造了条件, 同时对开关管  $V_{T2}$  的输出电容进行充电, 使开关管  $V_{T2}$  两端的电压从零电压升至输入电压。从图 9(b)可知, 整流二极管在关断



(a) 谐振网络电流  $i_{cl}$  和开关管  $V_{T1}$  电压  $U_{S1}$

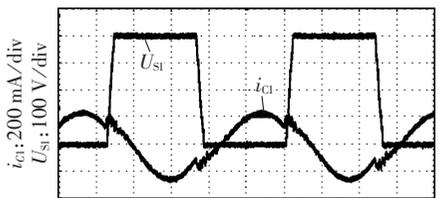


(b) 二极管  $V_{D1}$  电流  $i_{D1}$  和开关管  $V_{T1}$  电压  $U_{S1}$

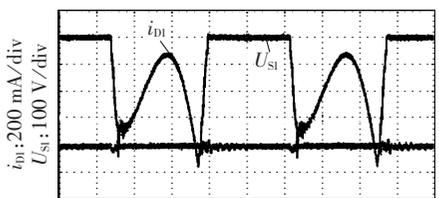


(c)  $C_1$  的电压应力  $U_{C1}$  和开关管  $V_{T1}$  电压  $U_{S1}$

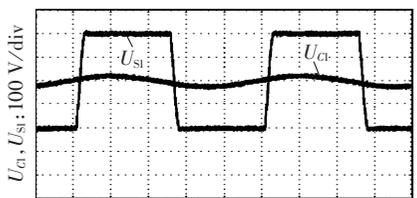
图 9 100% 负载、输入电压 400 V 时的实验波形  
Fig.9 Experimental waveforms with 100% load and 400 V input voltage



(a) 谐振网络电流  $i_{cl}$  和开关管  $V_{T1}$  电压  $U_{S1}$

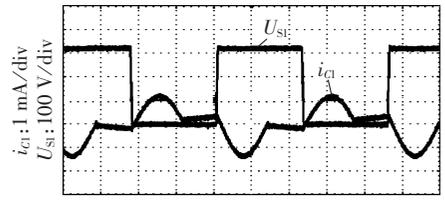


(b) 二极管  $V_{D1}$  电流  $i_{D1}$  和开关管  $V_{T1}$  电压  $U_{S1}$

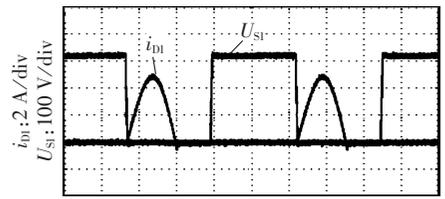


(c)  $C_1$  的电压应力  $U_{C1}$  和开关管  $V_{T1}$  电压  $U_{S1}$

图 10 20% 负载、输入电压 400 V 时的实验波形  
Fig.10 Experimental waveforms with 20% load and 400 V input voltage

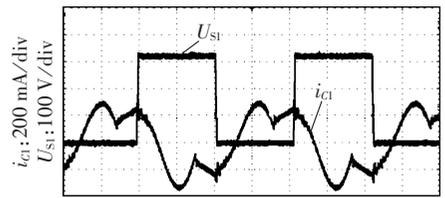


(a) 谐振网络电流  $i_{cl}$  和开关管  $V_{T1}$  电压  $U_{S1}$

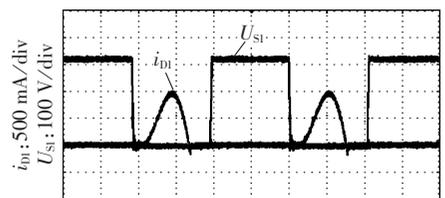


(b) 二极管  $V_{D1}$  电流  $i_{D1}$  和开关管  $V_{T1}$  电压  $U_{S1}$

图 11 100% 负载、输入电压 320 V 时的实验波形  
Fig.11 Experimental waveforms with 100% load and 320 V input voltage



(a) 谐振网络电流  $i_{cl}$  和开关管  $V_{T1}$  电压  $U_{S1}$



(b) 二极管  $V_{D1}$  电流  $i_{D1}$  和开关管  $V_{T1}$  电压  $U_{S1}$

图 12 20% 负载、输入电压 320 V 时的实验波形  
Fig.12 Experimental waveforms with 20% load and 320 V input voltage

时刻电流为零,实现了二极管的 ZCS 关断。变换器在全负载范围内实现了开关管的 ZVS 导通和整流二极管的 ZCS 关断,变换器的谐振电流有效值低,谐振电容  $C_1$  的电压应力低,约为 240 V。

图 13 所示为优化后的宽输入宽负载时的 CLL 谐振变换器 ( $k=20, Q=0.14$ ) 的效率和未经优化的宽输入宽负载时的 CLL 谐振变换器 ( $k=10, Q=0.2$ ) 的效率。由图 13 知,优化后的 CLL 谐振变换器的满载效率比未经优化的 CLL 谐振变换器提高了 0.7%,轻载效率(20%负载)提高了 2%。对优化后的变换器而言,当输入电压 400 V 且满载时,变换器的效率最大约为 96.2%;输入电压 400 V 且 20%负载时,变换器的效率也较高,约为 91%;输入电压 320 V 且满载时,变换器的效率约为 96%;输入电压 320 V 且 20%负载时,变换器的效率约为 89.5%。

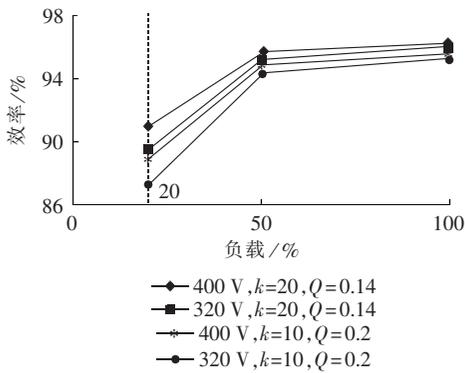


图 13 CLL 谐振变换器的效率曲线

Fig.13 Efficiency curves of CLL resonant converter

## 5 结论

本文分析了为了使 CLL 谐振变换器能够在宽输入宽输出范围内实现开关的 ZVS 导通和整流二极管的 ZCS 关断,谐振电感比和品质因数的取值范围。通过该优化设计策略能够选取合适的谐振电感比和品质因数,使谐振电流和电压应力保持在较低的水平,提高变换器的效率和稳定性。本文的分析结论对 CLL 谐振变换器的谐振网络的设计具有实际的指导意义。

## 参考文献:

- [1] LEE F C, BARBOSA P, XU P, et al. Topologies and design considerations for distributed power system applications[J]. Proceedings of the IEEE, 2001, 89(6): 939-950.
- [2] 景中焰, 黄熙, 郑琰, 等. 一种双相结构的同步 Buck DC/DC 变换器[J]. 电力自动化设备, 2010, 30(2): 113-117.  
JING Zhongzhao, HUANG Xi, ZHENG Yan, et al. A synchronous Buck DC/DC converter with dual phase structure[J]. Electric Power Automation Equipment, 2010, 30(2): 113-117.
- [3] 陈章勇, 肖皓中, 陈利, 等. 不对称控制全桥副边双谐振 DC-DC 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(27): 78-87.  
CHEN Zhangyong, XIAO Haozhong, CHEN Li, et al. Asymmetrical full-bridge secondary dual resonance DC-DC converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(27): 78-87.
- [4] YAO G, CHEN A, HE X. Soft switching circuit for interleaved Boost converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(1): 80-86.
- [5] 顾亦磊, 顾晓明, 吕征宇, 等. 一种新颖的宽范围双管正激型 DC/DC 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(2): 44-48.  
GU Yilei, GU Xiaoming, LÜ Zhengyu, et al. A wide range of novel dual switch forward DC/DC converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(2): 44-48.
- [6] 张友军, 阮新波. 2 种 ZVS 方式 AHB 直流变换器比较[J]. 电力自动化设备, 2009, 29(10): 69-73.  
ZHANG Youjun, RUAN Xinbo. Comparison of two ZVS asymmetrical half-bridge converters[J]. Electric Power Automation Equipment, 2009, 29(10): 69-73.
- [7] NGO K D T. Analysis of a series resonant converter pulswidth-modulated or current-controlled for low switching loss[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1988, 3(1): 55-63.
- [8] CHIN Y, LEE F C Y. Constant-frequency parallel-resonant converter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1989, 25(1): 133-142.
- [9] KAZIMIERCZUK M K, THIRUNARAYAN N, WANG S. Analysis

of series-parallel resonant converter[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1993, 29(1): 88-99.

- [10] 苏少侃, 阮新波, 叶志红. 自激式 LLC 谐振变换器[J]. 电工技术学报, 2011, 26(12): 85-92.  
SUN Shaokan, RUAN Xinbo, YE Zhihong. Self-excited LLC resonant converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(12): 85-92.
- [11] 李菊, 阮新波. 全桥 LLC 谐振变换器的混合式控制策略[J]. 电工技术学报, 2011, 28(4): 72-79.  
LI Ju, RUAN Xinbo. Hybrid control strategy of full-bridge LLC resonant converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 28(4): 72-79.
- [12] XIE X, ZHANG J, 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(2): 435-443.
- [13] 陈申, 吕征宇, 姚玮. LLC 谐振型软开关直流变压器的研究与实现[J]. 电工技术学报, 2012, 27(10): 163-169.  
CHEN Shen, LÜ Zhengyu, YAO Wei. Research and implementation of LLC resonant soft-switching DC transformer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(10): 163-169.
- [14] TSCHIRHART D J, JAIN P K. A CLL resonant asymmetrical pulsewidth-modulated converter with improved efficiency[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(1): 114-122.
- [15] HUANG D, FU D, LEE F C, et al. High-frequency high-efficiency CLL resonant converters with synchronous rectifiers[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(8): 3461-3470.
- [16] 王镇道, 赵亚魁, 章斌, 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 half-bridge LLC resonant converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(12): 51-55.
- [17] 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.  
ZHAO Chen, SHI Yang, WU Xinke, et al. Optimized design strategy of LLC resonant converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2008, 23(1): 65-71.
- [18] 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 Haijing, WANG Wanbao, SUN Wenjin, et al. Optimized design of LLC resonant converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(18): 48-56.

## 作者简介:



吴建雪

吴建雪(1988—),男,四川资阳人,硕士研究生,从事 DC-DC 变换器的软开关技术及设计等方面的研究(E-mail: 458885145@qq.com);

许建平(1963—),男,贵州遵义人,教授,博士研究生导师,博士,从事开关变换器的控制方法、低电压大电流电路拓扑及控制策略、电源管理技术及功率因数校正技术等

方面的研究(E-mail: jpxu-swjtu@163.com);

陈章勇(1988—),男,四川自贡人,博士研究生,从事 DC-DC 变换器的软开关技术及功率因数校正技术等方面的研究(E-mail: zhang\_yong\_ch@126.com)。

(下转第 152 页 continued on page 152)

## DC-link location selection by combination weighting based on entropy function

CHEN Jingteng<sup>1,2</sup>, LIN Han<sup>3</sup>, CAI Jinding<sup>1</sup>, LI Chuandong<sup>4</sup>, HUANG Daoshan<sup>4</sup>, HUANG Ting<sup>4</sup>

(1. College of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University, Fuzhou 350002, China;

2. Technology Center of Fujian Electric Power Co., Ltd., Fuzhou 350007, China;

3. Fujian Electric Power Co., Ltd., Fuzhou 350003, China;

4. Electric Power Research Institute of Fujian Electric Power Co., Ltd., Fuzhou 350007, China)

**Abstract:** A combination weighting approach is proposed to solve the weight coefficients of the objective function for the selection of DC-link location, which adopts the entropy function to consider both the randomness of weights and the consistency among weight vectors, constructs a constrained nonlinear model and applies the improved particle swarm optimization algorithm to solve it, resulting in a more reasonable weight combination and a more reliable objective function. Comparison of the average difference between the proposed and other objective functions shows that, the proposed approach for the selection of DC-link location is effective and more reasonable.

**Key words:** DC-link location; DC power transmission; multi-attribute decision making; entropy; combination weighting; objective function

.....  
(上接第 84 页 continued from page 84)

## Optimal design of resonant circuit parameters for CLL resonant converter

WU Jianxue, XU Jianping, CHEN Zhangyong

(Key Laboratory of Magnetic Suspension Technology and Maglev Vehicle, Ministry of Education,

School of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China)

**Abstract:** The performance of CLL resonant converter relates to the parameter design of its resonant network, for which, an optimal parameter design scheme is proposed based on the fundamental harmonic approximation method and the characteristic impedance analysis method. The DC gain characteristics of CLL resonant converter, the RMS current of resonant network and the voltage stress of resonant capacitor are analyzed, and the characteristic impedance method is applied to achieve the restrictive conditions for realizing the soft switching of power switch. The correctness of the proposed scheme is verified by the experimental results.

**Key words:** CLL resonant converter; resonant inductance ratio; quality factor; circulating current loss; operational characteristics; electric converters; resonant circuits; design