文章编号：0258-8013 (2009) 09-0028-07　　中图分类号：TM 46　　文献标志码：A　　学科分类号：470·40

电流源型 LCL 谐振式变换器的研究

马皓，俞宏霞，严颖怡

(浙江大学电气工程学院，浙江省 杭州市 310027)

Investigation on LCL Resonant Converter as Current Source

MA Hao, YU Hong-xia, YAN Ying-yi

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, Zhejiang Province, China)

ABSTRACT: A LCL resonant converter behaving as a current source in certain condition and its optimization design method was investigated in this paper. The working process of this topology as a constant current source was analyzed and the principle why this topology could work as a constant current power-supply was presented. To investigate the converter performance when the converter does not work under resonant frequency, the converter current gains versus switching frequency under different quality factors were presented, and the relations between resonant inductor currents or resonant capacitor voltage with switching frequency under different quality factors were presented. The influences of quality factor on constant-current characteristic and current or voltage stress of the resonant components were analyzed. Then the optimization design method of the converter based on quality factor was proposed. An 80 W LCL resonant converter was designed with a reasonable quality factor. The experimental results verified that the LCL resonant converter can work as a constant current source in certain condition and the design method of the quality factor is rational.

KEY WORDS: LCL resonant; constant current source; quality factor

摘要：该文主要研究在一定条件下可实现输出恒流特性的LCL谐振变换器及其优化设计。阐述LCL谐振变换器工作于恒流源模式下的工作过程及其实现恒流特性的原理。为分析变换器工作于非谐振频率时的特性，给出不同品质因数下，开关频率变化时，变换器的电流增益特性曲线及谐振电感电流有效值、电容电压有效值的关系曲线，并分析得到品质因数的选择对变换器的恒流特性及谐振元件电压电流应力的影响，提出基于品质因数的变换器优化设计方法。最后基于所优化设计的品质因数值设计一台额定功率为 80 W的LCL谐振变换器样机，实验结果验证变换器的恒流性能及品质因数值选择的合理性。

关键词：LCL 谐振；恒流源；品质因数

0　引言

谐振变换器可通过谐振元件的谐振实现开关管的零电压开通(zero voltage switching，ZVS)或零电流关断(zero current switching，ZCS)，具有较高的效率。由于开关损耗小，变换器可工作在较高频率下，它的体积小，功率密度大。谐振变换器已在DC-DC变换器中得到了广泛应用，并在不断地发展之中。在两元件的串、并联谐振变换器研究基础之上，多元件的谐振变换器，如LLC[1-8]、LCC[9-10]等，也逐渐得到应用。目前研究的谐振变换器实现的多为电压源的功能，对实现恒流源性能的谐振变换器的研究还比较少。而恒流源在商业、工业、医疗等方面已得到日益广泛的应用，例如电容器充电、蓄电池充电、电弧焊、发光二极管的驱动等。

本文所要研究的LCL谐振变换器是一个可实现恒流源性能的谐振变换器，如图 1 所示。它具有传统谐振变换器的优点，同时该变换器可通过自身谐振参数的合理设计，在一定工作条件下实现输出电流与负载无关的特性，另外还可实现原边开关管的ZVS，具有较高的效率。相关文献[11-16]已验证了LCL变换器的恒流源特性，并提出了相应的控制方式。本文在已有的研究基础上，对变换器的品质

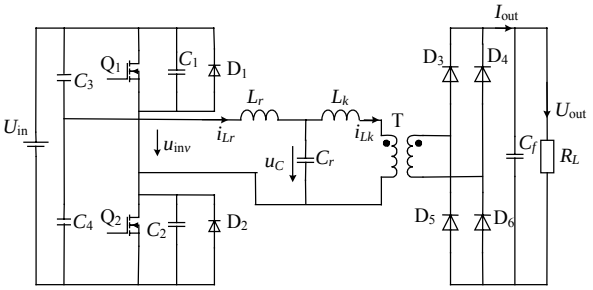


图 1　半桥逆变驱动的 LCL 谐振变换器

Fig. 1　Half bridge LCL resonant converter

因数 Q 进行优化设计，使变换器可在更宽的负载范围内实现输出电流的恒定，同时保证谐振电感及变压器上的电流应力在一定范围内，符合变换器的体积和效率上的要求。最后设计一台额定输出功率 80 W的样机，对该变换器拓扑的性能及优化设计结论进行实验验证。

本文主要从以下几方面展开：

1）LCL 谐振式变换器的工作过程及它作为恒流源工作时的原理分析与参数设计过程。

2）给出不同 Q 值下变换器的恒流特性曲线及谐振元件上的电压电流曲线，通过对曲线的分析来选择合理的 Q 值。

3）LCL 谐振式变换器性能的实验验证。

1　LCL 变换器的工作过程与工作原理及参数的设计过程

1.1　LCL 变换器的工作过程

图 1 所示的对称半桥驱动的 LCL 谐振式变换器在谐振频率点的工作波形如图 2 所示。可将变换器的工作过程分成 6 个模态，各模态下的等效电路如图 3 所示。对图 3 进行分析如下：

1）$t_0<t<t_1$。$t=t_0$时，开关管Q_2导通，C_4两端的电压加在谐振回路的输入端；副边整流二极管D_4、

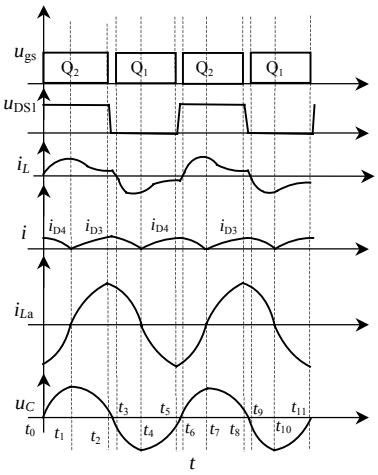
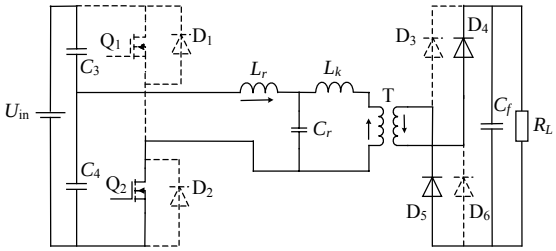
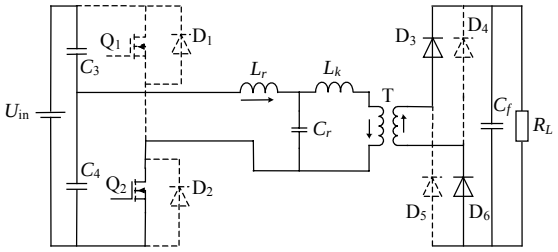


图 2　LCL 谐振变换器各阶段的工作波形

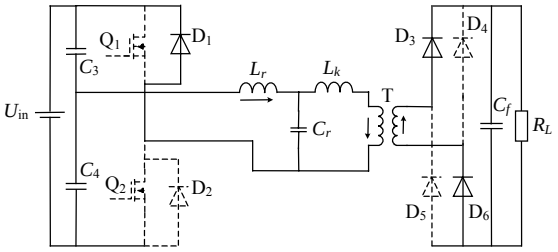
Fig. 2　Operating waveforms of the LCL resonant converter



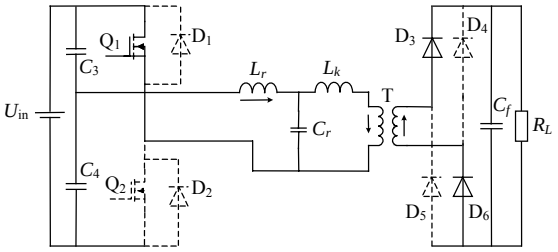
(a) $t_0<t<t_1$



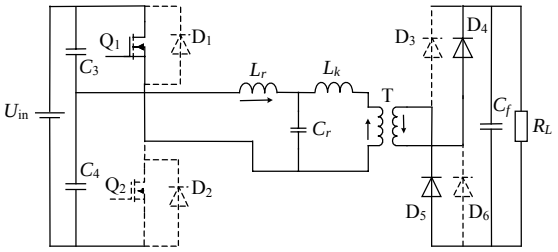
(b) $t_1<t<t_2$



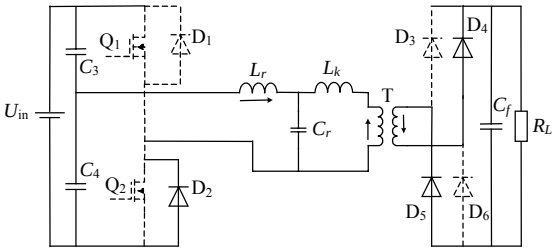
(c) $t_2<t<t_3$



(d) $t_3<t<t_4$



(e) $t_4<t<t_5$



(f) $t_5<t<t_6$

图 3　LCL 谐振变换器各工作模态下的等效电路

Fig. 3　Equivalent circuit of the LCL resonant converter working at different interval

D_5处于通态。在Q_2导通时，逆变器输出端的电流已经反向，由于电感L_k的作用，变压器上的电流方向还没有改变，因此，整流桥还是由D_4、D_5工作。

2）$t_1<t<t_2$。$t=t_1$时，电感L_k上的电流下降到 0 并开始反向，副边整流二极管D_4、D_5关断，D_3、D_6导通，实现副边的整流，且其中的电流按正弦规律上升至最大值，原边开关管仍是Q_2处于通态，继续

由C_4两端的电压给谐振回路提供电压。

3）$t_2<t<t_3$。$t=t_2$时刻，开关管Q_2关断，Q_2的寄生电容开始充电，Q_1的寄生电容开始放电，Q_1两端的电压下降至 0 时内部体二极管D_1导通，这时给Q_1的门极加上高电平，实现Q_1的零电压开通，开始将C_3上的电压加在谐振回路的输入端，逆变器输出端的电流方向改变。副边整流桥仍是D_3、D_6工作。

4）$t_3<t<t_4$。$t=t_3$时刻，开关管Q_1导通，副边整流桥由于L_k的作用还是由D_3、D_6导通。

5）$t_4<t<t_5$。$t=t_4$时刻，电感L_r上的电流在另一个方向上下降到 0 并开始反向，副边整流二极管D_3、D_6关断，整流桥由D_4、D_5工作，整流桥上的电流按正弦规律上升，并达到最大值，原边开关管仍是Q_1工作。

6）$t_5<t<t_6$。$t=t_5$时刻，开关管Q_1关断，Q_1的寄生电容开始充电，Q_2的寄生电容开始放电，Q_1两端的电压下降至 0 时内部体二极管D_2导通，此时给Q_2的门极加上高电平，实现Q_2的零电压开通，重新由C_4上的电压供给谐振回路，逆变器输出端的电流反向并按正弦规律上升。整流桥由于电感L_k的作用仍由D_4、D_5工作。

$t>t_6$之后，变换器的工作重复上述 6 个过程。

图 2 中t_2~t_3，t_5~t_6为开关的死区时间，在实际电路设计时，要选择合适的死区时间，死区时间过大，传递的能量减小，变换器的利用率不高；死区时间太小，开关管中的寄生电容没有足够的放电时间，体二极管无法导通，不能实现开关管的零电压开通，会增加开关损耗，降低变换器的效率；而且由于开关开通关断时间的存在，死区时间太小容易造成上下管的直通现象。

1.2 变换器的工作原理

首先用交流分析法[11,17]对电路进行等效，等效电路如图 4 所示。半桥逆变输出端方波电压基波分量的峰值$U_{\text{fund,peak}}$和负载电阻等效到原边后的等效

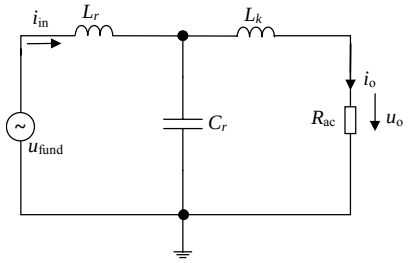


图 4 交流分析等效电路

Fig. 4 Equivalent circuit working with AC supply

电阻R_{ac}为

$$\begin{cases} U_{\text{fund,peak}} = \dfrac{4}{\pi}\cdot U_{\text{d}} = \dfrac{2U_{\text{in}}}{\pi} \\ R_{\text{ac}} = \dfrac{8n^2R_L}{\pi^2} \end{cases} \tag{1}$$

式中：U_{in}为输入电压幅值；等效的方波幅值$U_{\text{d}}=U_{\text{in}}/2$；$n$为变压器原边匝数$N_1$与副边匝数$N_2$的变比，$n=N_1/N_2$。

定义变换器的谐振频率ω_0及开关频率ω的归一化值ω_n分别为

$$\begin{cases} \omega_0 = \dfrac{1}{\sqrt{L_rC_r}} \\ \omega_n = \dfrac{\omega}{\omega_0} \end{cases} \tag{2}$$

特征阻抗Z_n和品质因数Q为

$$\begin{cases} Z_n = \sqrt{L_r/C_r} \\ Q = \dfrac{\omega_0L_r}{n^2R_L} = \dfrac{1}{n^2\omega_0C_rR_L} = \dfrac{Z_n}{n^2R_L} \end{cases} \tag{3}$$

谐振电感比λ为

$$\lambda = L_k/L_r \tag{4}$$

根据全波整流可得到

$$I_{\text{out}} = I_{\text{o,peak}}\cdot n\cdot\frac{2}{\pi} = \frac{U_{\text{o,peak}}}{8n^2R_L/\pi^2}\cdot n\cdot\frac{2}{\pi} = \frac{\pi U_{\text{o,peak}}}{4nR_L} \tag{5}$$

$$U_{\text{out}} = I_{\text{out}}\cdot R_L = \frac{\pi U_{\text{o,peak}}}{4n} \tag{6}$$

根据图 4 分析并将式(2)~(6)表达式的关系可得到变换器的电压增益M和电流增益H的表达式：

$$M = \frac{U_{\text{out}}}{U_{\text{in}}} = \frac{U_{\text{o,peak}}\pi/(4n)}{U_{\text{fund,peak}}\pi/2} = \left|\frac{\dfrac{8n^2R_L}{\pi^2}}{\dfrac{8n^2R_L}{\pi^2}+\text{j}\omega L_k}\cdot\frac{\dfrac{1}{\text{j}\omega C_r}//(\dfrac{8n^2R_L}{\pi^2}+\text{j}\omega L_k)}{\text{j}\omega L_r+\dfrac{1}{\text{j}\omega C_r}//(\dfrac{8n^2R_L}{\pi^2}+\text{j}\omega L_k)}\cdot\frac{1}{2n}\right| = \frac{1/(2n)}{\left|(1-\omega_n^2)+\text{j}\dfrac{\pi^2}{8}Q[(1+\lambda)\omega_n-\lambda\omega_n^3]\right|} \tag{7}$$

$$H = \frac{I_{\text{out}}}{|U_{\text{d}}/Z_n|} = \frac{U_{\text{out}}/R_L}{|U_{\text{in}}/(2Z_n)|} = 2n^2MQ = \frac{n}{\left|\dfrac{1}{Q}(1-\omega_n^2)+\text{j}\dfrac{\pi^2}{8}[(1+\lambda)\omega_n-\lambda\omega_n^3]\right|} \tag{8}$$

式(8)中只有参数Q与负载R_L有关，因此当$\omega_n=1$

时，H与负载无关，为

$$H|_{\omega_n=1}=8n/\pi^2 \tag{9}$$

可见，变换器工作在谐振频率点时可实现输出电流与负载无关的性能。

等效模型的输入阻抗 Z_n' 为

$$Z_n'=\mathrm{j}\omega L_r+\frac{(\frac{8n^2}{\pi^2}R_L+\mathrm{j}\omega L_k)/(\mathrm{j}\omega C_r)}{1/(\mathrm{j}\omega C_r)+\frac{8n^2}{\pi^2}R_L+\mathrm{j}\omega L_k}=$$

$$\frac{\omega_0 L_r\frac{8}{\pi^2}\{(1-\omega_n^2)+\mathrm{j}\frac{\pi^2}{8}Q[(1+\lambda)\omega_n-\lambda\omega_n^3]\}}{Q(1-\lambda\omega_n^2)+\mathrm{j}\omega_n\frac{8}{\pi^2}} \tag{10}$$

设u_{fund}初始相角为 0，即逆变器输出端电压相角ϕ_v=0°，则逆变器输出端的电流即电感L_r上的电流为

$$\dot{I}_{Lr}=\frac{\dot{U}_{\mathrm{fund}}}{Z_n'}=\frac{\frac{2}{\pi}U_{\mathrm{in}}}{\omega_0 L_r\frac{8}{\pi^2}}\cdot\frac{Q(1-\lambda\omega_n^2)+\mathrm{j}\omega_n\frac{8}{\pi^2}}{(1-\omega_n^2)+\mathrm{j}\frac{\pi^2}{8}Q[(1+\lambda)\omega_n-\lambda\omega_n^3]} \tag{11}$$

$$\phi_i=\arctan\frac{\omega_n\frac{8}{\pi^2}}{Q(1-\lambda\omega_n^2)}-\arctan\frac{\frac{\pi^2}{8}Q[(1+\lambda)\omega_n-\lambda\omega_n^3]}{(1-\omega_n^2)} \tag{12}$$

当变换器工作在恒流源状态时，ω_n=1，则可得逆变器输出端电压电流的相位差为 $\phi|_{\omega_n=1}=\phi_i-\phi_v=\arctan\frac{8/\pi^2}{Q(1-\lambda)}-90°-0°=\arctan\frac{Q(1-\lambda)}{8/\pi^2}$，则有

$$\begin{cases}\phi|_{\omega_n=1}=0, & \lambda=1\\ \phi|_{\omega_n=1}<0, & \lambda<1\\ \phi|_{\omega_n=1}>0, & \lambda>1\end{cases} \tag{13}$$

当变换器中逆变器输出端的电压相位超前于电流相位时即可实现开关管的 ZVS。作为恒流源使用时，设定λ略小于 1 即可实现开关管的 ZVS。

1.3　作为恒流源使用时的参数设计过程

作为恒流源使用时，变换器的等效电流增益 $H|_{\omega_n=1}=8n/\pi^2$，则可得到各元件的参数为

$$Q=\frac{\omega_o L_r}{n^2R_L}=\frac{Z_n}{n^2R_L} \tag{14}$$

$$I_{\mathrm{out}}=\frac{U_{\mathrm{out}}}{R_L}=H\cdot\left|\frac{U_{\mathrm{in}}}{2Z_n}\right|=\frac{4}{n\pi^2Q}\cdot\frac{U_{\mathrm{in}}}{R_L} \tag{15}$$

则变压器变比为

$$n=4U_{\mathrm{in}}/(\pi^2QI_{\mathrm{out}}R_L) \tag{16}$$

$$\begin{cases}f=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_rC_r}}\Rightarrow\sqrt{L_rC_r}=\frac{1}{2\pi f}\\ Z_n=\sqrt{L_r/C_r}=Q\cdot R_L\cdot n^2\end{cases} \tag{17}$$

由式(17)得到谐振电感与电容的值：

$$\begin{cases}L_r=\frac{1}{2\pi f}\cdot QR_Ln^2\\ C_r=\frac{1}{2\pi f\cdot Q\cdot n^2R_L}\end{cases} \tag{18}$$

电感L_k的值是根据ZVS的要求来取定的，只要取略小于L_r的值即可。再根据电感、变压器的设计方法确定具体的磁芯和匝数。

2　变换器品质因数的优化分析

从上述原理的分析中可看到，变换器工作在谐振频率点时可实现输出电流与负载无关的特性。但由于实际电路中，谐振元件的参数具有分散性，难以精确地确定谐振频率；另一方面，控制电路有一定的精度限制，不能精确地控制在谐振频率点，所以实际工作中电路的工作频率必然会偏离谐振频率点，为此，需要选择合适的参数，使变换器在一定的频率偏移范围内保持较好的恒流特性。

图 5 为变换器的电流增益曲线(n=1)，从图中可看到，Q 值越小则电流增益曲线的顶点在频率越小处出现。那么当频率漂移时变换器的向上调节电流增益的性能就会变差，为保证频率漂移后变换器可经过适当的调节就实现输出电流的恒流，在设计时应取大的 Q 值。另一方面，在一个已经漂移的工作频率下，Q 值大的区域曲线之间电流增益的差距小，即在同一工作频率下 Q 值越大变换器的恒流性能越好。

然而 Q 值的增大会使变换器中部分元件的电压电流应力增大，对变换器的体积及效率有负面作用。从图 2 中交流分析的等效电路中可分析得到谐

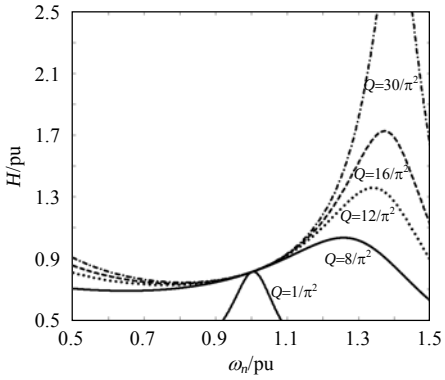


图 5　变换器的电流增益曲线

Fig. 5　Current gain curves of the converter

振电感上的电流有效值及电容上的电压有效值为

$$I_{Lr,\mathrm{rms}}=\frac{\sqrt{2}\pi U_{\mathrm{in}}}{8\omega_0 L_r}\cdot\left|\frac{Q(1-\lambda\omega_n^2)+\mathrm{j}\omega_n\dfrac{8}{\pi^2}}{[(1-\omega_n^2)+\mathrm{j}\dfrac{\pi^2}{8}Q[(1+\lambda)\omega_n-\lambda\omega_n^3]}\right| \tag{19}$$

$$I_{Lk,\mathrm{rms}}=\left|\frac{1/(\mathrm{j}\omega C_r)}{1/(\mathrm{j}\omega C_r)+\dfrac{8n^2}{\pi^2}R_L+\mathrm{j}\omega L_k}\right|\cdot I_{Lr,\mathrm{rms}}=$$

$$\frac{\sqrt{2}\pi U_{\mathrm{in}}}{8\omega_0 L_r}\cdot\left|\frac{Q}{[(1-\omega_n^2)+\mathrm{j}\dfrac{\pi^2}{8}Q[(1+\lambda)\omega_n-\lambda\omega_n^3]}\right| \tag{20}$$

$$U_{Cr,\mathrm{rms}}=\frac{\sqrt{2}}{\pi}U_{\mathrm{in}}\cdot\left|\frac{1+\mathrm{j}\dfrac{\pi^2}{8}Q\lambda\omega_n}{[(1-\omega_n^2)+\mathrm{j}\dfrac{\pi^2}{8}Q[(1+\lambda)\omega_n-\lambda\omega_n^3]}\right| \tag{21}$$

图 6~8 分别给出了谐振电感的电流有效值曲线和电容上的电压有效值曲线(n=1)。

在设计中，电感的体积与电感值、流过电感的电流的平方成正比，电感与变压器的损耗与流经的电流的平方成正比，因此，电感、变压器上流过的电流对变换器的体积和效率有重要影响。

从图 6 中可看到，当电路工作在谐振频率点时，

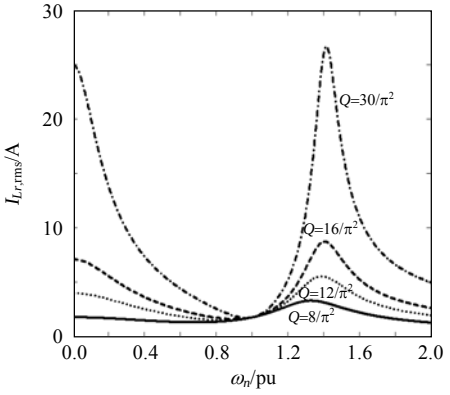


图 6 电感L_r上的电流有效值曲线

Fig. 6 RMS value of the current for inductance L_r

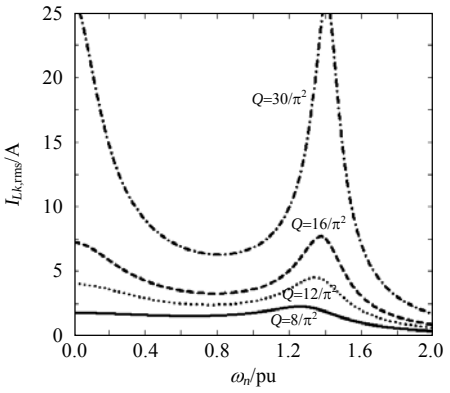


图 7 电感L_k上的电流有效值曲线

Fig. 7 RMS value of the current for inductance L_k

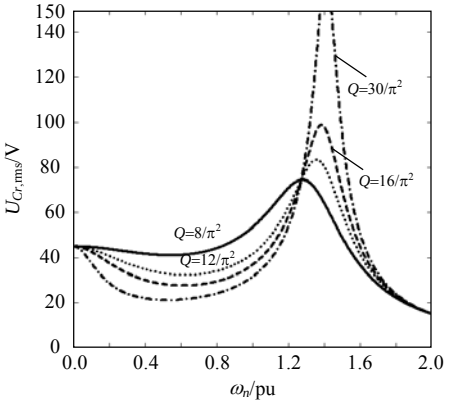


图 8 电容C_r上电压有效值曲线

Fig. 8 RMS value of the voltage for capacitor C_r

电感L_r上的电流与Q的取值没有关系，结合图 1 可知道，开关管上的电流应力在谐振频率点也是与Q的取值没有关系的。在偏离谐振频率点的地方，电感L_r和开关管上的电流随着Q值的增大而增大。

图 7 给出的是电感L_k上的电流有效值，从图中可看到，其电流值随着Q值的增大而增大。因此，变压器原边电流也是随着Q值的增大而增大的。

从图 8 可看出，在谐振频率点附近谐振电容两端的电压随着 Q 值的增大而减小。

结合以上分析可得，随着Q值的增大，电感L_k上和变压器原边的电流量增大，由式(16)可得电感量随Q值的增大而减小，但由于电流对电感体积的影响程度比电感量大，所以电感的体积是随着Q值的增大而增大的；另一方面，电感L_k和变压器的铜损也会随着Q值的增大而增大。电容C_r上的电流为L_k和L_r的电流差，也是随着Q值的增大而增大的，当Q值大到一定值以后，电容的等效串联电阻(equivalent series resistor，ESR)也会产生较大的损耗，影响变换器的效率。另外，当变换器偏移谐振频率点工作时，电感L_r和开关管上的电流都随着Q值的增大而增大，电感L_r会存在与L_k一样的问题，开关管的导通损耗也会随Q值的增大而增加。因此，从体积和效率的角度考虑，应取小的Q值。

总之，在选择 Q 值时应兼顾变换器的恒流特性与体积、效率，在保证体积和效率满足要求的前提下尽可能取大的 Q 值使变换器的恒流性能更好。

3 样机电路参数设计与实验结果

3.1 样机电路的要求与参数设计

基于前述分析，本文设计一台LCL谐振式恒流源变换器，具体参数如下：输入电压U_{in}=2U_{d}=100 V，输出额定负载 5 Ω(可在 0~5 Ω之间变化)，

输出电流为 4 A，额定点的开关频率设为 100 kHz。通过前面各图及仿真结果的分析比较，实验电路中的参数设计时取Q=16/π^2。由式(16)、(18)可得

$$n=\frac{4U_{\text{in}}}{\pi^2 QI_{\text{out}}R_L}=\frac{5}{4} \tag{22}$$

$$L_r=\frac{1}{2\pi f}\cdot QR_L n^2=\frac{1}{2\pi\times100\times10^3}\times\frac{16}{\pi^2}\times5\times(5/4)^2=20.7\ \mu\text{H} \tag{23}$$

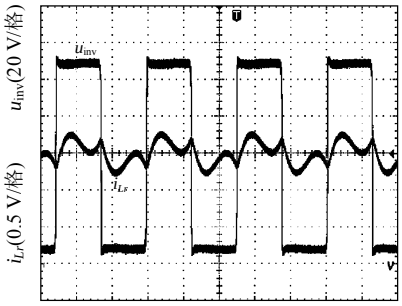
$$C_r=\frac{1}{2\pi f\cdot Q\cdot n^2R_L}=\frac{1}{2\pi\times100\times10^3\times16/\pi^2\times5}\times(4/5)^2=127\ \text{nF} \tag{24}$$

电感L_k根据ZVS的要求来设定，取使λ略小于 1 的值，在此取L_k=20 μH。

3.2　实验结果及分析

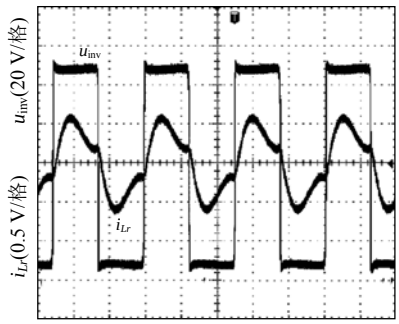
图 9 给出的是变换器工作在谐振频率点时，在不同的输出负载下，逆变器输出端的电压电流波形，可看到，电压超前于电流，可实现开关管的ZVS。

图 10 所示为变换器在不同负载下输出电流随工作频率变化的曲线。变换器在谐振频率点附近有较好的恒流特性，亦即在此工作点时，不需改变工作频率，输出电流随负载变化很小。并且在此电路的恒流特性基础上，通过频率微调即可实现不同负载下输出电流的更精确恒流。



t(4 μs/格)

(a) R_L=1.25 Ω



t(4 μs/格)

(b) R_L=5 Ω

图 9　逆变器输出端的电压电流波形

Fig. 9　Waveforms of the current and voltage at load of the converter

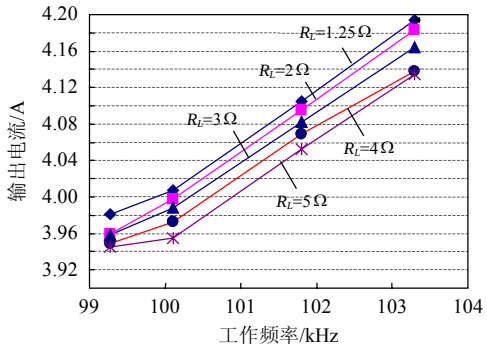


图 10　变换器在不同负载下输出电流随工作频率变化的曲线

Fig.10　Output current as a function of working frequency with different load

从实验结果来看，Q=16/π^2时变换器在保证一定效率的前提下实现了较好的恒流特性。实验结果验证了LCL变换器的恒流特性。

4　结论

本文主要对LCL谐振式变换器的工作性能进行了分析，尤其是它作为恒流源变换器使用时的性能。LCL谐振式变换器可通过自身谐振参数的合理设置来实现恒流源特性，品质因数Q 的选择对变换器的恒流性能有很重要的影响。本文通过分析给出了基于Q值的变换器优化设计的方法，并通过一台 80 W样机实验验证了LCL谐振变换器的恒流特性及所给出的设计方法的合理性。

参考文献

[1]　顾亦磊，吕征宇．副边电压应力最小化的 LLC 谐振型变换器拓扑[J]．中国电机工程学报，2006，26(10)：50-55．
Gu Yilei，Lü Zhengyu．Topology of LLC resonant converter with minimized voltage stress for secondary side[J]．Proceedings of the CSEE，2006，26(10)：50-55(in Chinese)．

[2]　金科，阮新波．复合式全桥三电平 LLC 谐振变换器[J]．中国电机工程学报，2006，26(3)：53-58．
Jin Ke，Ruan Xinbo．Hybrid full bridge three-level LLC resonant converter[J]．Proceedings of the CSEE，2006，26(3)：53-58(in Chinese)．

[3]　顾亦磊，吕征宇，钱照明．一种新颖的三电平软开关谐振型 DC/DC 变换器[J]．中国电机工程学报，2004，24(8)：25-28．
Gu Yilei，Lü Zhengyu，Qian Zhaoming．A novel three level soft switching resonant DC/DC converter[J]．Proceedings of the CSEE，2004，24(8)：25-28(in Chinese)．

[4]　欧阳茜，吴国良，钱照明．LLC 谐振全桥 DC/DC 变流器的优化设计[J]．电力电子技术，2007，41(1)：15-16，19．
Ouyang Qian，Wu Guoliang，Qian Zhaoming．Optimal design considerations of the LLC resonant full-bridge DC / DC converter [J]．Power Electronics，2007，41(1)：15-16，19(in Chinese)．

[5]　陈辉明，王英，张仲超．高频 LLC 感应加热电源及降低开关损耗策略研究[J]．中国电机工程学报，2006，26(17)：67-71．

Chen Huiming，Wang Ying，Zhang Zhongchao．Research on high frequency LLC induction heating power supply and decrease in the switching power loss[J]．Proceedings of the CSEE，2006，26(17)：67-71(in Chinese)．

[6] 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，2006，26(5)：82-87．
Gu Yilei，Hang Lijun，Lü Zhengyu，et al．Multi-output LLC resonant converters with asymmetrical structures[J]. Proceedings of the CSEE，2006，26(5)：82-87(in Chinese)．

[7] Lu Bing，Liu Wenduo，Yan Liang，et al．Optimal design methodology for LLC resonant converter[C]．IEEE Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition，Dallas，USA，2006．

[8] Liu R，Lee C Q，Upadhyay A K．Experimental study of the LLC-type series resonant converter[C]．IEEE Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition，Dallas，USA，1991．

[9] 孙向东，段龙，钟彦儒，等．高压直流 LCC 谐振变换器的分析与设计[J]．电工技术学报，2002，17(5)：60-65．
Sun Xiangdong，Duan Long，Zhong Yanru，et al．Analysis and design of high voltage DC power supply with LCC resonant circuit[J]．Trans. of China Electrotechnical Society，2002，17(5)：60-65(in Chinese)．

[10] Gilbert A J，Stone D A，Bingham C M，et al．Design of an LCC current-output resonant converter for use as a constant current source [C]．2007 European Conference on Power Electronics and Applications，Aalborg，Danmark，2007．

[11] Borage M，Tiwari S，Kotaiah S．Analysis and design of an LCL-T resonant converter as a constant-current power supply[J]．IEEE Transactions on Industrial Electronics，2005，52(6)：1547-1554．

[12] Raju G S N，Doradla S．An LCL resonant converter with PWM control-analysis，simulation and implementation[J]．IEEE Transactions on Power Electronics，1995，10(2)：164-174．

[13] Borage M，Tiwari S，Kotaiah S．LCL-T resonant converter with clamp diodes：a novel constant-current power supply with inherent constant-voltage limit[J]．IEEE Transactions on Industrial Electronics，2007，54(2)：741-746．

[14] Ashoka K S B．Analysis and design of LCL-Type series resonant converter[J]．IEEE Transactions on Industrial Electronics，1994，41(1)：118-124．

[15] Tsai Fusheng，Materu P，Lee F C Y．Constant-frequency clamped-mode resonant converters[J]．IEEE Transactions on Power Electronics，1988，3(4)：460-473．

[16] Chin Y，Lee F C Y．Constant-frequency parallel-resonant converter [J]．IEEE Transactions on Industrial Applications，1989，25(1)：133-142．

[17] Basso C．A simple DC SPICE model for the LLC converter (Rev.2) [EB/OL]．(2006-10)[2007-01]．http：//www.onsemi.com/pub_link/Collateral/ And8255-D.PDF．

马皓

收稿日期：2008-10-23。

作者简介：

马皓(1969—)，男，博士，副教授，研究方向为电力电子技术及其应用、电力电子先进控制技术、电力电子系统故障诊断，mahao@cee.zju.edu.cn；

俞宏霞(1986—)，女，硕士研究生，研究方向为电力电子变换器及其控制技术；

严颖怡(1984—)，男，硕士研究生，研究方向为电力电子变换器及其控制技术。

(责任编辑　谷子)