

一种高频LCCL四谐振参数变换器

杨晓光,高思佳,赵硕,史冉冉

(河北工业大学 电气工程学院,天津 300130)

摘要:为了增大工作频率,减小输出纹波,提出了一种四谐振参数(LCCL)谐振变换器。该变换器是在LCC谐振变换器的基础上增加了1个附加电感。分析了电流断续模式下LCCL谐振变换器的工作模式,并建立了数学模型。分别试制了基于LCC和基于LCCL的样机,并进行了对比测试。仿真与实验表明,与LCC谐振变换器相比,LCCL谐振变换器在提高工作频率的同时,不会增大电流应力与损耗,具有输出纹波小,输出电压调节范围大的优点。

关键词:全桥变换器;串并联谐振;LCCL谐振;软开关

中图分类号:TM46 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed19388

A High Frequency LCCL Resonant Converter with Four Resonant Parameters

YANG Xiaoguang, GAO Sijia, ZHAO Shuo, SHI Ranran

(School of Electrical Engineering, Hebei University of Technology, Tianjin 300130, China)

Abstract: In order to increase the operating frequency and decrease the output ripple, a resonant converter with four resonant parameters, LCCL resonant converter, was presented. This converter was based on the LCC converter with an additional inductor. The operation modes of LCCL resonant converter in discontinuous mode were analyzed, and the mathematical models were established. Two kinds of prototypes were made, one based on LCC converter and the other based on LCCL converter, and comparison tests had been carried on. Simulation and test results show that, compared with LCC resonant converter, LCCL resonant converter has the advantages of higher operating frequency, lower electrical stress, lower output ripple and larger voltage regulation range.

Key words: full-bridge converter; series-parallel resonant; LCCL resonant; soft-switching

高频谐振DC-DC变换器具有效率高、电磁干扰小等优点,利用其自身的谐振特性,可以实现软开关,已成为近年来电力电子领域的研究热点之一^[1-2]。常用的谐振变换器拓扑结构主要有串联谐振变换器、并联谐振变换器和串并联谐振变换器。文献[3-4]对这3种主要的变换器拓扑结构进行了详细的分析,LCC谐振变换器兼具串联谐振变换器和并联谐振变换器的优点,可以减小谐振腔的损耗。同时,工作于断续模式下的LCC谐振变换器具有良好的调频调压特性,并且无论在空载还是带载条件下,都可以大范围调节输出电压或输出电流,且控制方式简单^[5-6]。LCC谐振技术广泛应用于高压电源中^[7-8],因为这类电源往往需要很大的电压调节范围;也应用于电池充电器中,能减小损耗并提高输出性能^[9-10]。

1 LCCL变换器的工作原理

LCC谐振变换器的拓扑如图1a所示,文献[10-11]已经对该变换器的工作原理、数学模型、工作特性及谐振参数进行了分析。由分析可知,当 $C_s \gg C_p$ 时,谐振周期和最高工作频率近似决定于 L_r 和 C_s 的取值,即 L_r 和 C_s 越大,谐振周期越长,最大工作频率越小。在设计LCC谐振腔参数时,为了增大变换器输出的调节范围,需要减小谐振周期以增大变换器工作频率,此时应尽量减小 L_r ;但 L_r 变小后,谐振过程中电感抑制电流快速上升的能力变差,谐振电流的峰值变大,开关管将承受更大的电流应力,谐振腔能量损耗增大,效率降低。换句话说,LCC谐振变换器是以降低变换器效率和输出电能质量为代价来增大变换器临

界工作频率和电压调节范围的。

针对上述问题,本文提出了一种四元件LCCL串并联谐振变换器。该变换器对LCC谐振腔进行了改进,由三元件谐振变为四元件谐振,减小了原有谐振电感 L_r ,并增加了1个附加电感 L_a ,其拓扑结构如图1b所示。改进之后,对于整个谐振周期,减小谐振电感可以减小谐振周期,提高工作频率;对于能量从谐振腔传递到输出电容阶段,附加电感可以有效抑制电流快速上升,使变换器输出更稳定。因此通过改变谐振腔中电感参数的分布情况,可以有效解决上述LCC谐振变换器参数调节的矛盾问题。

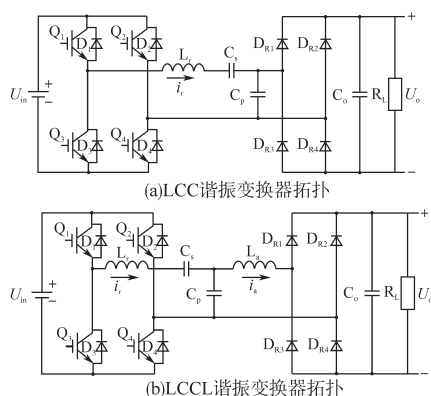


图1 LCC与LCCL谐振变换器拓扑

Fig.1 Topology of LCC and LCCL resonant converters

LCCL谐振变换器与LCC谐振变换器类似,同样具有连续电流模式(continuous current mode, CCM)和断续电流模式(discontinuous current mode, DCM)。为了实现软开关使变换器具有更小的电能损耗以及更小的电磁干扰,通常使变换器工作在DCM状态^[12]。本文对LCCL谐振变换器工作在DCM模式下的工作原理进行分析。分析前做如下假设:所有开关管和二极管均为理想器件;所有电感、电容均为理想器件;输出滤波电容 C_o 足够大,输出电压 U_o 为一恒定值。

LCCL串并联谐振变换器工作波形示意图如图2所示。

LCCL谐振变换器开关模式如图3所示。

开通过程可分为以下几个模式:

1)开关模式1: $[t_0-t_1]$,其电流流向示意图如图3a所示。 t_0 时刻,开关管 Q_1, Q_4 开通, $U_{Cp} < U_{Co}$,输出二极管均反向截止, L_r, C_s, C_p 三元件参与谐振,谐振电流 i_r 从零开始上升,对 C_s 和 C_p 充电。由于开关管 Q_1 和 Q_4 开通时谐振电流从零开始按照正弦波上升,因此开关管 Q_1 和 Q_4 实现了零电流开

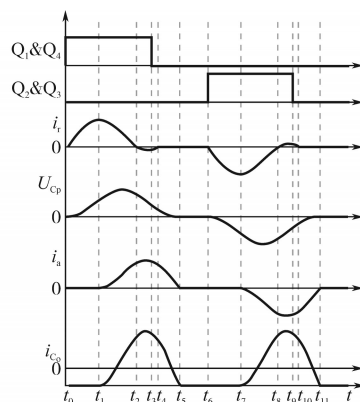


图2 LCCL谐振变换器工作波形

Fig.2 Operating waveforms of the LCCL resonant converter

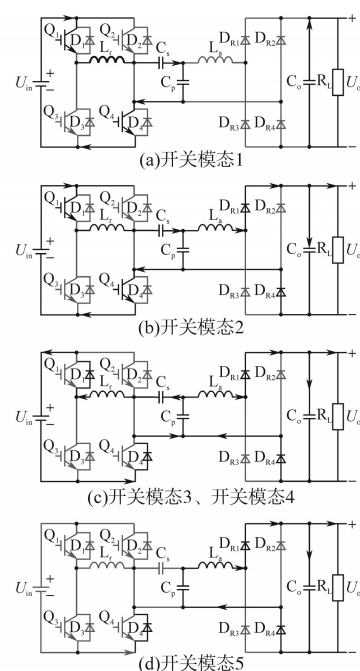


图3 LCCL谐振变换器开关模式

Fig.3 Switching modes of the LCCL resonant converter

通。开关模式1没有能量从输入源向负载侧传递。当 U_{Cp} 的电压增加到 $U_{Cp}=U_{Co}$ 时,阶段1结束。

2)开关模式2: $[t_1-t_2]$,其电流流向示意图如图3b所示。 t_1 时刻 $U_{Cp}=U_{Co}$,整流桥开始导通,向负载侧传递能量。谐振过程由 L_r, C_s, C_p 三元件谐振转变为 L_r, C_s, C_p, L_a 四元件谐振。此阶段谐振电流继续给 C_s 充电,谐振电流下降,当下降到 $i_r=0$ 时,阶段2结束。

3)开关模式3: $[t_2-t_3]$,其电流流向示意图如图3c所示。 t_2 时刻,谐振电流从零开始反向增大。由于附加电感 L_a 上的电流不能突变,因此并联谐振电容 C_p 继续对 L_a 放电,谐振过程仍然为 L_r, C_s, C_p, L_a 四元件谐振。此阶段中电容 C_o 继续

被充电, C_p 两端的电压降低。

4) 开关模式 4: $[t_3-t_4]$ 。此模式下反向谐振电流经过开关管 Q_1, Q_4 的反并联二极管 D_1, D_4 , 其两端电压近似为零, 此阶段可实现开关管 Q_1, Q_4 零电压关断。谐振电流继续反向谐振, 直至 $i_r=0$, 此阶段结束, 其等效电路图与开关模式 3 相同。

5) 开关模式 5: $[t_4-t_5]$, 其电流流向示意图如图 3d 所示。 t_4 时刻, 反向谐振电流谐振到零。此时由于开关管 Q_1, Q_4 已关断, 开关管 Q_2, Q_3 尚未开通, 因此谐振电流 $i_r=0$ 。但由于电感 L_a 的电流不能突变, 并联谐振电容 C_p 继续对附加电感 L_a 、滤波电容 C_o 和负载 R_L 放电。当 L_a 中的电流下降到零时, 此阶段结束。

直至 t_5 时刻, 放电过程结束。 L_r, C_s, C_p, L_a 均停止工作。滤波电容 C_o 对负载 R_L 放电, 等待开关管 Q_2, Q_3 导通, 逆变器进入反向导通状态, 谐振腔开始进行反向谐振。由于电路的对称性, 电路在稳定运行条件下, 反向谐振工作过程 t_6-t_{11} 与阶段 t_0-t_5 类似, 这里不再赘述。

由以上分析可知, 本文所给出 LCCL 四元件谐振的工作模式与现有 LCC 的工作模式不同, LCC 的工作模式在文献[4,8]有详细的分析。基于 LCCL 与 LCC 工作模式的对比分析可知, LCCL 可获得更高的谐振频率的同时, 可以有效抑制电流快速上升, 使变换器输出更稳定。

2 数学模型

LCCL 谐振变换器工作于 DCM 模式下各个阶段的等效电路可由开关模式得到, 其数学模型如下:

1) 区间 $[t_0-t_1]$: $U_{Cs}(t_0)$ 与 $U_{Cp}(t_0)$ 分别表示 t_0 时刻串联谐振电容 C_s 和并联谐振电容 C_p 两端的电压, 此工作状态下的电路状态方程如下式:

$$u_{Cs}(t) + u_{Cp}(t) + L_r \frac{di_r(t)}{dt} = U_{in} - U_{Cp}(t_0) - U_{Cs}(t_0) \quad (1)$$

$$C_s \frac{du_{Cs}(t)}{dt} = i_r(t) \quad (2)$$

$$C_p \frac{du_{Cp}(t)}{dt} = i_r(t) \quad (3)$$

当电路中电压电流变量满足以下条件时该阶段工作结束:

$$U_{Cp}(t_0) + u_{Cp}(t) = U_o \quad (4)$$

式中: U_o 为谐振变换器输出电容 C_o 上的电压。

工作模式 1 结束时, 串联谐振电容 C_s 两端电压 $U_{Cs}(t_1)$ 、并联谐振电容 C_p 两端的电压 $U_{Cp}(t_1)$ 、串联谐振电感 L_r 两端电压 $U_{Lr}(t_1)$ 为

$$U_{Cs}(t_1) = U_{Cs}(t_0) + u_{Cs}(t_1) \quad (5)$$

$$U_{Cp}(t_1) = U_{Cp}(t_0) + u_{Cp}(t_1) \quad (6)$$

$$U_{Lr}(t_1) = L_r \frac{di_r(t_1)}{dt} \quad (7)$$

2) 区间 $[t_1-t_2]$: 在分析此阶段电路前, 先做如下假设: 谐振变换器稳定工作时, 输出电容 C_o 两端的电压为恒定值 U_o ; 电容值 C_o 远大于电容值 C_s 和 C_p , 认为 C_o 被短路。据此列出此工作状态下的数学模型:

$$u_{Cs}(t) + L_r \frac{di_r(t)}{dt} + L_a \frac{di_a(t)}{dt} = U_{in} - U_o - U_{Cs}(t_1) \quad (8)$$

$$u_{Cs}(t) + u_{Cp}(t) + L_r \frac{di_r(t)}{dt} = U_{in} - U_{Cp}(t_1) - U_{Cs}(t_1) \quad (9)$$

$$u_{Cp}(t) + U_{Cp}(t_1) = L_a \frac{di_a(t)}{dt} + U_o \quad (10)$$

$$i_r = i_a + i_p \quad (11)$$

当电路中谐振电流 i_r 降为 0 时, 该阶段结束。此时, 串联谐振电容 C_s 两端电压 $U_{Cs}(t_2)$ 、并联谐振电容 C_p 两端的电压 $U_{Cp}(t_2)$ 、串联谐振电感 L_r 两端电压 $U_{Lr}(t_2)$ 与工作模式 1 结束时表达方式相同, 附加电感 L_a 两端电压 $U_{La}(t_2)$ 为

$$U_{La}(t_2) = L_a \frac{di_a(t_2)}{dt} \quad (12)$$

3) 区间 $[t_2-t_4]$: 该阶段谐振变换器工作的数学模型如下:

$$u_{Cp}(t) + u_{Cs}(t) + L_r \frac{di_r(t)}{dt} = U_{Cp}(t_2) + U_{Cs}(t_2) - U_{in} \quad (13)$$

$$u_{Cp}(t) + L_a \frac{di_a(t)}{dt} = U_{Cp}(t_2) - U_o \quad (14)$$

$$i_p = i_a + i_r \quad (15)$$

当谐振电路中谐振电流 i_r 降为 0 时, 该阶段结束。此时串联谐振电容 C_s 两端电压 $U_{Cs}(t_4)$ 、并联谐振电容 C_p 两端的电压 $U_{Cp}(t_4)$ 、串联谐振电感 L_r 两端电压 $U_{Lr}(t_4)$ 、附加电感 L_a 两端电压 $U_{La}(t_4)$ 为

$$U_{Cs}(t_4) = U_{Cs}(t_2) - u_{Cs}(t_4) \quad (16)$$

$$U_{Cp}(t_4) = U_{Cp}(t_2) - u_{Cp}(t_4) \quad (17)$$

$$U_{Lr}(t_4) = 0 \quad (18)$$

$$U_{La}(t_4) = L_a \frac{di_a(t_4)}{dt} \quad (19)$$

4) 区间 $[t_4-t_5]$: 该阶段谐振变换器工作的数学模型如下:

$$L_a \frac{di_a(t)}{dt} - u_{Cp}(t) = U_{Cp}(t_4) - U_o \quad (20)$$

$$C_p \frac{du_{Cp}(t)}{dt} = i_a(t) \quad (21)$$

当流过附加电感 L_a 的电流 i_a 降为 0 时, 该阶段结束。此时串联谐振电容 C_s 两端电压 $U_{Cs}(t_5)$ 、并联谐振电容 C_p 两端的电压 $U_{Cp}(t_5)$ 、串联谐振电感

L_r 两端电压 $U_{Lr}(t_5)$ 、附加电感 L_a 两端电压 $U_{La}(t_5)$ 为

$$U_{Cs}(t_5) = U_{Cs}(t_4) \quad (22)$$

$$U_{Cp}(t_5) = U_{Cp}(t_4) - u_{Cp}(t_5) \quad (23)$$

$$U_{Lr}(t_5) = U_{La}(t_5) = 0 \quad (24)$$

3 LCCL谐振变换器的参数分析

3.1 串联谐振电感 L_r

串联谐振电感 L_r 参与的谐振工作模态有开关模态1~开关模态4。谐振过程中,角频率 ω_r 为

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (25)$$

式中: L 为谐振电路等效电感; C 为谐振电路等效电容。

当 L_r 增大时, L 增大, ω_r 减小, 谐振周期 T_r 增大。 L_r 增大限制了谐振电流 i_r 的上升, 谐振电流峰值减小。图4给出了不同 L_r 值下谐振电流 i_r 的仿真波形。可以看出, 在谐振变换器其它参数完全相同情况下, 当 L_r 增大后, 谐振电流峰值变小, 谐振周期变大。

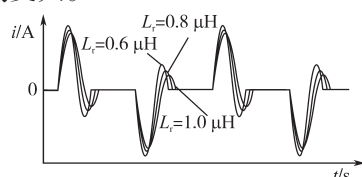


图4 不同 L_r 值时谐振电流 i_r 波形

Fig.4 Resonant current i_r waveforms with different value of L_r

通过以上的分析可以得出结论: 电感 L_r 增大后, 谐振电流工作波形更平滑, 减小谐振变换器中元件的电流应力; 谐振周期变大, 谐振电流断续临界频率减小, 变换器的调压范围变小。

3.2 附加电感 L_a

附加电感 L_a 参与的谐振工作模态有开关模态2~开关模态5。不同 L_a 值下谐振变换器的仿真结果如图5所示。

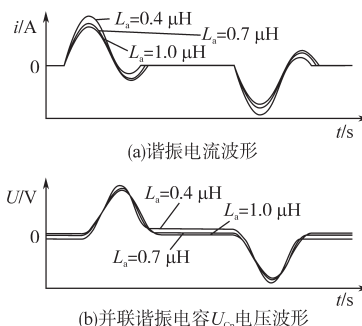


图5 L_a 对变换器的影响

Fig.5 Effect of L_a on the converter

由图5a中给出的谐振电流 i_r 和式(25)可以看

出, 当 L_a 增大时, 谐振电路的谐振角频率变大, 谐振周期变长。通过前文对变换器工作原理的分析可知, t_1 时刻 $U_{Cp} = U_o$, 整流桥导通, U_{in} 和 C_s 开始通过 L_a 为 C_o 充电。当增大 L_a 时, 由于电感对电流变化的阻碍作用, 充电电流 i_a 上升速度变慢, i_a 峰值变小。当 $U_{Cp} < U_o$ 时, 由于电感 L_a 的存在, C_p 继续对 C_o 放电, 此时 L_a 越大, 放电持续时间越长, 电流 i_a 持续时间就会越长。由图5b可以看出, 当 L_a 增大时, 电容 C_p 在放电阶段结束时电压较低, 放电更加完全, 在一个开关状态结束后, 下一个开关状态开始时, U_{Cs} 和 U_{in} 间的差值越小。因此, 可以从图5b中看出, 当 L_a 增大时, 开关管导通瞬间谐振电流上升的速度越慢, 谐振电流的峰值就会越低。

从上述分析可知: 随着 L_a 的增大, LCCL串并联谐振变换器的谐振周期变大, 最大开关频率变小。谐振腔中的电流峰值变小, 波形更加平缓, 电路中各元件的电流应力变小。

3.3 电感比值 K_1

对于LCCL串并联谐振变换器, 引入电感比值参数 K_1 :

$$K_1 = \frac{L_r}{L_a} \quad (26)$$

当 L_r 和 L_a 之和一定, 不同 K_1 值时变换器工作波形如图6所示。

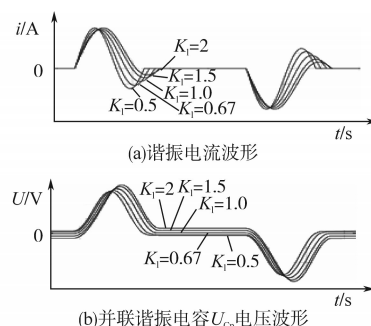


图6 K_1 对变换器的影响

Fig.6 Effect of K_1 on the converter

由图6a谐振电流波形可以看出, 当 K_1 值增大时, 谐振变换器谐振周期变大, 可工作的最高频率更小。随着 K_1 值的减小, 谐振电流正半周期的波形和负半周期的波形更对称, 趋近于正弦波。在正向导通状态下, 反向谐振电流峰值随 K_1 增大而减小, 正向谐振电流峰值随 K_1 的增大先减小后增大。在 $K_1=1$ 时, 正向谐振峰值最小。由图6b U_{Cp} 波形可以看出, 当 K_1 值增大时, U_{Cp} 的峰值变大, C_p 承受的电压应力变大。

通过图6波形和上文的分析可以得出结论:

K 值越小,谐振电流正负半周期的波形越对称,更接近于正弦; K 值越小,总谐振周期越小,变换器可以工作在更高的频率。随着 K 值的增大,谐振电流峰值先减小后增大,当 $K=1$ 时,谐振电流峰值最小。因此,为抑制变换器中谐振电流峰值,减小器件应力,参数设计时应尽量使 K 值接近1。

4 仿真比较

LCCL谐振变换器和LCC谐振变换器结构上的区别在于有无附加电感 L_a ,因此在对比仿真时应控制两种谐振变换器的串联谐振电容 C_s 和并联谐振电容 C_p 取值相同。设两变换器的串联谐振电容 C_s 均为 $0.8\text{ }\mu\text{F}$,并联谐振电容 C_p 均为 $0.3\text{ }\mu\text{F}$ 。LCC谐振变换器中,串联谐振电感 L_s 取值为 $1.6\text{ }\mu\text{H}$;LCCL谐振变换器中,串联谐振电感 L_s 取值为 $0.8\text{ }\mu\text{H}$,附加电感 L_a 取值为 $0.8\text{ }\mu\text{H}$ 。两个谐振变换器除谐振电路外的电路拓扑和参数取值完全相同。两变换器的电压和电流仿真波形如图7所示。

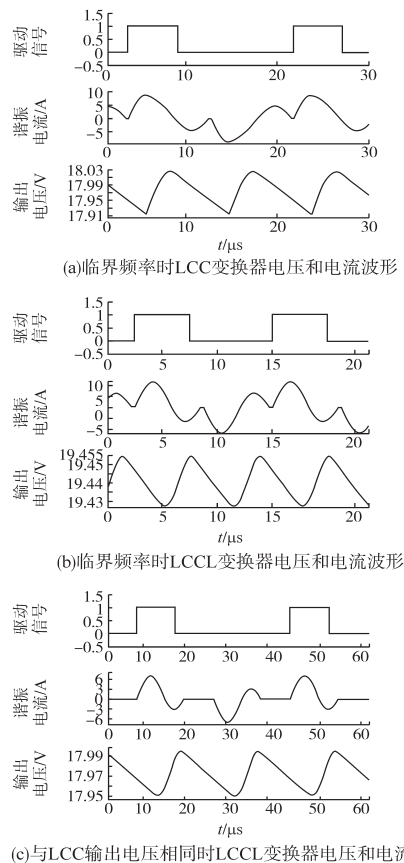


图7 LCCL和LCC谐振变换器电压和电流仿真波形

Fig.7 Voltage and current simulation waveforms of the LCCL and LCC resonant converters

图7a为传统LCC谐振变换器的工作波形,

从谐振电流波形可以看出,该变换器已经工作在临界频率,工作频率为 110 kHz ,从输出电压波形可以看出,输出电压有效值为 17.97 V ,纹波大小为 0.120 V ;图7b为本文提出的新型LCCL谐振变换器的工作波形,从谐振电流波形可以计算出临界工作频率为 200 kHz ,从输出电压波形可以看出,输出电压有效值为 19.44 V ,纹波大小为 0.025 V ;图7c为本文提出的LCCL谐振变换器的工作波形,为了更好地比较2种谐振变换器的工作性能,调节LCCL谐振变换器的输出电压,使其有效值同样达到 17.97 V 。此时通过谐振电流波形可以看出,变换器未达到临界工作频率。从输出电压波形可以看出,输出电压纹波大小为 0.04 V ,小于LCC谐振变换器的纹波。

5 特性分析

从谐振软开关与功率调节等基本功能上来说,LCCL和LCC两者本质上一致,都是利用谐振元件的谐振实现开关管的软开关,LCC可以认为是附加电感 L_a 等于零时的LCCL,LCCL谐振变换器由于在谐振腔结构上做了改进,其工作性能比传统的LCC谐振变换器有了进一步的优化:

1) 由于引入了附加电感 L_a ,在与LCC谐振变换器同等情况下,其正向谐振过程中串联谐振电感 L_r 中储存的能量更少,谐振周期变短,但在并联谐振电容 C_p 被钳位时,由于附加电感 L_a 的阻碍作用使得谐振周期变长。同理,在反向谐振过程中,并联谐振电容 C_p 上的能量一部分被附加电感 L_a 吸收,反向谐振过程也变短。总体而言,其临界工作频率比LCC谐振变换器更高。

2) 通过第3节对变换器参数的分析可知,影响谐振电流大小的根本在于谐振电感和附加电感大小与两者的比值,而且谐振电感和附加电感大小与两者的比值亦影响谐振频率。

3) 引入了附加电感 L_a ,变换器谐振频率提高,从而工作频率提高,电压电流调整范围也扩大,使得输出电压电流的调节精度更高。

4) 加入附加电感 L_a 可以限制谐振电流峰值,谐振腔的损耗变小,变换器的工作效率提高;同时谐振电流变小降低了开关管的电流应力,可以降低变换器成本。

6 实验验证

为了验证LCCL谐振变换器的工作性能,本

文试制了2台实验样机,分别采用LCC谐振变换器和LCCL谐振变换器,2台样机除了谐振腔参数外,其他完全相同:样机额定功率75 W,额定电压15 V,额定电流5 A。LCC实验参数为: $U_m=20$ V, $C_s=4$ μ F, $C_p=2$ μ F, $L_r=10$ μ H, $R_L=3$ Ω ; LCCL实验参数为: $U_m=20$ V, $C_s=4$ μ F, $C_p=2$ μ F, $L_r=5$ μ H, $L_a=5$ μ H, $R_L=3$ Ω 。测试结果如图8所示。

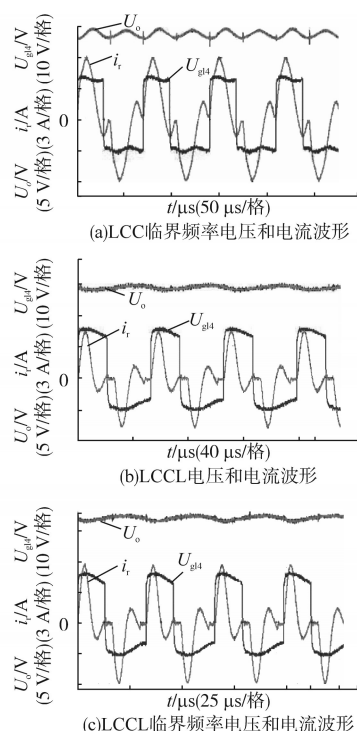


图8 LCC与LCCL电压和电流波形

Fig.8 Voltage and current waveforms of the LCC and LCCL resonant converters

图8中, U_o 为负载电压; i_L 为谐振电流, U_{gs4} 为开关管 Q_1 及 Q_4 驱动电压。通过对比图8a和图8c可以看出,在其他输入条件相同的情况下,验证了LCCL谐振变换器工作频率更高,输出电压电流调节范围更大的特点。对比图8a和图8b可以看出,当两变换器的输出电压相同时,LCCL谐振变换器未达到临界工作频率,并且此时输出更加稳定,更加适合对输出电压精度要求高的负载。同样可以看到,当输出电压相同时,LCCL谐振变换器谐振电流的峰值更小,给开关器件带来的电流冲击更小,谐振电流波形更平滑,可以减小开关应力。

7 结论

LCCL谐振变换器由于在谐振腔结构上做了改进,其工作性能比传统的LCC谐振变换器有了更进一步的优化:

1)附加电感 L_a 使在与LCC谐振变换器同等情况下,其临界工作频率比LCC谐振变换器更高;

2)纹波更小,输出精度更高,输出整流二极管上的电压应力小,损耗少;

3)电压电流调整范围扩大,输出的精度更高。

较之LCC谐振变换器,LCCL谐振变换器具有工作频率高、输出纹波小、输出电压电流调节范围大及开关器件电流应力小等优势。

参考文献

- [1] 陈武,吴小刚,蒋玮,等.一种适用于新能源并网的谐振升压变换器[J].电工技术学报,2016,31(8):27-33.
- [2] 高铁峰,张森,赵剑锋,等.LCC谐振变换器非对称移相控制及效率优化方法[J].电工技术学报,2017,32(8):208-219.
- [3] Chen H, Sng E K K, Tseng K J. Optimum Trajectory Switching Control for Series-parallel Resonant Converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2006, 53(5): 1555-1563.
- [4] 刘和平,杨依路,刘平,等.电除尘高压电源LCC变换器电流断续模式分析[J].高电压技术,2014,40(11):3506-3512.
- [5] Rakhi K, Ilango K, Manjunath H V, et al. Simulation Analysis of Half Bridge Series Parallel Resonant Converter Based Battery Charger for Photovoltaic System[C]//2014 Power and Energy Systems Conference: Towards Sustainable Energy, 2014: 1-5.
- [6] Lei L, Zhong H, Deng Y, et al. Research on Resonant Parameters Design Method of Series-parallel Resonant Capacitor Charging Power Supply[C]//IEEE Power Electronics and Motion Control Conference, 2009: 561-565.
- [7] Tan X, Ruan X. Optimal Design of DCM LCC Resonant Converter with Inductive Filter Based on Mode Boundary Map[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(8): 4144-4155.
- [8] 张治国,谢运祥,袁兆梅.LCC谐振变换器的电路特性分析[J].电工技术学报,2013,28(4):50-57.
- [9] Chuang Y C, Ke Y L, Chuang H S, et al. Analysis and Implementation of Half-bridge Series-parallel Resonant Converter for Battery Chargers[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2011, 47(1): 258-270.
- [10] Ke Y L, Wu Y K, Chuang Y C, et al. Photovoltaic Energy Battery Chargers with a Series-parallel Load Resonant Converter[C]//2011 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Technical Conference (I&CPS), 2011: 1-8.
- [11] Pollard B C, Nelms R M. Using the Series-parallel Resonant Converter in Capacitor Charging Applications[C]//Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1992: 245-252.
- [12] 谭兴,阮新波.电感电流断续模式LCC谐振变换器基于模式分界图的优化设计[J].中国电机工程学报,2014,34(18): 2881-2889.

收稿日期:2018-08-09

修改稿日期:2018-10-31