

# 一种 LCC 谐振变换器的参数设计方法

廖鸿飞<sup>1</sup>, 帅定新<sup>2</sup>, 龙涛元<sup>1</sup>

(1. 中山火炬职业技术学院 光电信息学院, 广东 中山 528400;  
2. 攀枝花学院 智能制造学院, 四川 攀枝花 617000)

**摘要:**针对电容输出滤波 LCC 谐振变换器设计时预设阻抗角导致变换器效率较低的问题, 分析了 LCC 谐振变换器死区时间、谐振阻抗角和损耗之间的关系, 推导出满足软开关条件的最小阻抗角与死区时间, 得到 LCC 谐振变换器阻抗角与死区时间的选择方法, 并以此为基础提出了谐振网络参数设计方法, 使变换器在满足软开关条件的同时, 阻抗角最小, 减小了变换器损耗。用所提出的方法设计了 160 W LCC 谐振变换器电路, 满载效率达到 94.2%, 实验结果证实该方法是有效的。

**关键词:** LCC 谐振变换器; 阻抗角; 死区时间; 损耗

**中图分类号:** TM28 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd22193

## A Design Method of Resonant Tank Parameter for LCC Resonant Converter

LIAO Hongfei<sup>1</sup>, SHUAI Dingxin<sup>2</sup>, LONG Taoyuan<sup>1</sup>

(1. School of Photoelectric Information, Zhongshan Torch Polytechnic, Zhongshan 528400, Guangdong, China; 2. School of Intelligent Manufacturing, Panzhihua University, Panzhihua 617000, Sichuan, China)

**Abstract:** As the preset impedance angle in the design of the capacitor output filter LCC resonant converter leads to lower converter efficiency, the relationship among dead time, resonant impedance angle, and power loss of LCC resonant converter was analyzed. The dead time and minimum impedance angle which meets the soft-switching condition were derived, and the selection method of LCC resonant converter impedance angle and dead time was obtained. Based on this, a resonant network parameter design method was proposed to make the converter meet the soft-switching conditions with minimum impedance angle, the converter power loss was reduced. A 160 W prototype of the LCC resonant converter was designed using the method proposed, the full-load efficiency reached 94.2%. The experimental results confirm that the method is effective.

**Key words:** LCC resonant converter; impedance angle; dead time; power loss

谐振变换器由于能实现功率器件的软开关, 效率较高, 因此得到了广泛应用。通常高压静电除尘等高压大功率输出场合<sup>[1-2]</sup>采用 LCC 谐振变换器, 而在中小功率场合采用 LLC 谐振变换器<sup>[3]</sup>。但是近年来, 研究者发现相对于 LLC 谐振变换器, LCC 谐振变换器具有更好的轻载特性和更宽的输出电压范围, 因此 LCC 谐振变换器在 LED 驱动等中小功率场合的应用日益增多<sup>[4-6]</sup>。LCC 谐振变换器通常有电感输出滤波<sup>[7]</sup>与电容输出滤

波<sup>[8]</sup>两种拓扑结构。电容输出滤波结构元件数量少, 副边二极管可以实现零电流关断<sup>[9]</sup>, 更适于中小功率场合<sup>[10]</sup>。在工作模式方面, LCC 谐振变换器有电流连续模式和电流断续模式, 电流连续模式的 LCC 谐振变换器谐振网络呈现感性, 可以使开关管实现零电压开通, 因此适合于以 MOSFET 作为主开关管<sup>[9]</sup>的中小功率场合。

目前, 许多学者对电流连续模式的电容输出滤波 LCC 谐振变换器原理及参数设计方法进行

**基金项目:**广东省普通高校重点科研平台和科研项目(2018GKTSXC042);

中山火炬职业技术学院产学研专项课题(202006CXZYD07)

**作者简介:**廖鸿飞(1982—), 男, 硕士, 副教授, Email: lhf0902@163.com

了研究,提出了变换器的等效电路<sup>[8,11]</sup>和参数设计方法<sup>[12-13]</sup>,但这些设计分析方法都忽略了死区时间对变换器的影响,只是根据预先假设的谐振阻抗角来计算LCC谐振变换器的谐振网络参数,而谐振阻抗角过大会导致谐振网络有较大的无功环流,效率较低,谐振阻抗角太小可能导致无法实现软开关,因此根据经验预设阻抗角无法保证变换器的参数是最优的<sup>[14-15]</sup>,也就无法保证效率是最高的。要实现变换器参数的优化,需要寻找到阻抗角设置的约束条件,使LCC谐振变换器在实现软开关的同时,谐振阻抗角最小,减小变换器的损耗。

本文通过分析电容输出滤波的半桥LCC谐振变换器的死区时间、谐振阻抗角与损耗之间的关系,提出了死区时间和最小阻抗角的选择方法,使得变换器在实现软开关的条件下,减小了变换器的损耗,提高了变换器的效率。根据该方法设计的160 W样机效率达到94.2%。

### 1 电容输出滤波的LCC谐振变换器工作原理

图1所示为电容输出滤波的半桥LCC谐振变换器拓扑结构, $Q_1, Q_2$ 为半桥开关管,以50%的占空比互补导通; $D_{Q1}, D_{Q2}$ 分别为 $Q_1, Q_2$ 的寄生体二极管; $C_1, C_2$ 分别为 $Q_1, Q_2$ 的寄生电容; $L_s, C_s, C_p$ 构成谐振网络; $D_1, D_2, D_3, D_4$ 构成次级侧全桥整流电路;变压器原副匝比为 $n:1$ ; $C_o$ 为输出滤波电容; $R_o$ 为负载电阻。其稳态工作波形如图2所示,图中 $\varphi$ 为谐振网络的阻抗角, $\theta$ 为副边二极管的导通角。

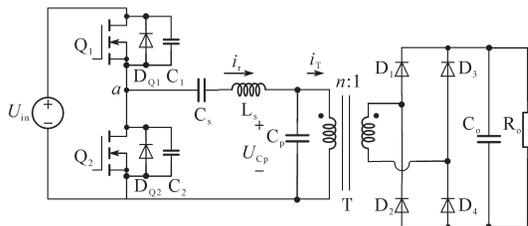


图1 电容输出滤波LCC谐振变换器原理图

Fig.1 LCC resonant converter with capacitive output filter  
变换器稳态工作时的的工作模式如下:

1)模式1( $t_0-t_1$ ):初始状态 $t_0$ 时, $Q_1$ 处于导通状态, $Q_2$ 处于关断状态,副边二极管 $D_2, D_3$ 导通,半桥中点电压 $U_a$ 为输入电源电压,并联谐振电容 $C_p$ 两端电压被输出电压钳位,电压为 $-nU_o, L_s, C_s$ 谐振。由于此时谐振电流为负值,因此其瞬时功

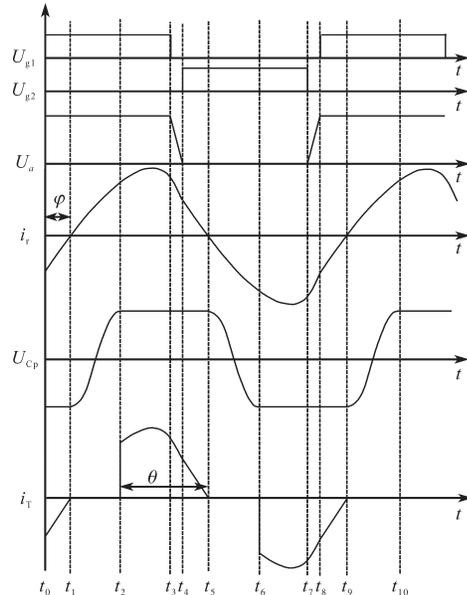


图2 LCC谐振变换器的稳态工作波形

Fig.2 Waveforms of LCC resonant converter

率 $p=ui<0$ ,谐振网络将能量倒送回电源,形成无功环流。

2)模式2( $t_1-t_2$ ):在 $t_1$ 时刻,谐振电流过零,副边二极管全部截止,谐振电流开始给并联谐振电容 $C_p$ 充电,到 $t_2$ 时刻,并联谐振电容 $C_p$ 的电压上升到 $nU_o$ 。

3)模式3( $t_2-t_3$ ):在 $t_2$ 时刻,副边二极管 $D_1, D_4$ 导通, $C_p$ 两端电压被输出电压钳位, $L_s, C_s$ 与负载形成谐振,输入电源的能量通过谐振网络和变压器传递给负载。

4)模式4( $t_3-t_4$ ):在 $t_3$ 时刻, $Q_1, Q_2$ 关断,变换器进入死区时间,谐振电流将通过 $Q_1, Q_2$ 的寄生电容 $C_1, C_2$ 形成回路,谐振电流 $i_r$ 给 $C_1$ 充电,使其电压逐渐上升,给 $C_2$ 放电,使其电压逐渐下降,当 $C_2$ 两端电压逐渐下降到零,下管 $Q_2$ 的寄生体二极管 $D_{Q2}$ 将导通,忽略二极管压降, $Q_2$ 两端将钳位至0 V。在 $t_4$ 时刻给 $Q_2$ 栅极一个高电平, $Q_2$ 将实现零电压开通。

其后变换器进入另一半工作周期,其工作原理与上述半个周期相似,不再详述。

### 2 LCC谐振变换器的损耗及软开关分析

#### 2.1 LCC谐振变换器的阻抗角与损耗分析

从图2的稳态工作波形分析可以看出,为了保证开关管能实现零电压开通,谐振网络通常呈现感性,即谐振电流滞后于电压,这使得在每半

个周期中,谐振网络都有一段向电源输送能量,即无功环流。其无功功率为

$$Q = U_r I_r \sin\varphi \quad (1)$$

式中: $U_r$ 为谐振网络输入电压的有效值; $I_r$ 为谐振电流的有效值。

从式(1)可见,阻抗角 $\varphi$ 越大,谐振网络中无功功率越大,也就是无功环流越大。由于线路中存在寄生电阻,因此无功功率的流动将在电路中产生导通性损耗。而电容输出的LCC谐振变换器的开关管均为零电压开通,输出二极管都为零电流关断,因此导通性损耗是LCC谐振变换器的主要损耗。

由于变换器最终需要向负载提供有功功率,因此对于LCC谐振网络,其输出的有功功率为

$$P = U_r I_r \cos\varphi \quad (2)$$

由式(2)可以得到谐振电流有效值为

$$I_r = \frac{P}{U_r \cos\varphi} \quad (3)$$

假设电流回路中总的寄生电阻为 $r$ ,则电流所造成的导通损耗为

$$P_{\text{loss}} = I_r^2 r = \frac{P^2 r}{U_r^2 \cos^2\varphi} \quad (4)$$

由式(4)可以得到损耗与阻抗角之间的关系曲线如图3所示。从图中可见,电路中的导通损耗会随着阻抗角的增大而增大,当阻抗角超过一定值时,损耗将急剧增加。因此减小阻抗角可以降低变换器的损耗。

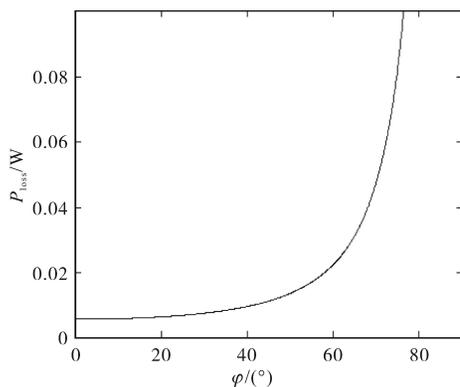


图3 损耗与阻抗角之间的关系曲线

Fig.3 Relationship between power loss and impedance angle

### 2.2 LCC谐振变换器的软开关条件

从图3中看到,减小谐振阻抗角可以减小损耗,提高变换器效率。然而,阻抗角太小,将使得开关管换流时的电流减小,不利于开关管实现零电压开通。为了能够在减小阻抗角的同时保证开关管实现零电压开通,实现谐振网络参数的优

化,需要对LCC谐振变换器的软开关条件进行分析。对稳态时工作模式4的分析可知,开关管要实现零电压开通,需要在换流期间,也就是死区时间内完成开关管输出结电容的充放电,分析图2可知 $Q_1$ 在 $t_0$ 时刻导通,对应的电流为 $i_r(t_0)$ ,因此要实现软开关条件,必须满足:

$$i_r(t_0) \geq \frac{(C_1 + C_2)U_{in}}{t_d} = \frac{2C_{oss}U_{in}}{t_d} \quad (5)$$

式中: $t_d$ 为死区时间; $C_{oss}$ 为开关管的输出结电容。

谐振电流近似为正弦波,因此可假设谐振电流为

$$i_r(t) = I_{L\text{max}} \sin(\omega t - \varphi) = \sqrt{2} I_r \sin(\omega t - \varphi) \quad (6)$$

式中: $I_{L\text{max}}$ 为谐振电流最大值; $I_r$ 为谐振电流有效值; $\varphi$ 为谐振网络阻抗角。

谐振电流最大值为<sup>[8]</sup>

$$I_{L\text{max}} = \frac{\pi U_o I_o}{U_{in} \cos\varphi} \quad (7)$$

由式(6)可得 $t = 0$ 时刻谐振电流为

$$i_r(t_0) = I_{L\text{max}} \sin(-\varphi) \quad (8)$$

联立式(5)~式(8)得到满足软开关的阻抗角为

$$\varphi = \arctan\left(\frac{2U_{in}^2 C_{oss} f_s}{\pi U_o I_o x}\right) \quad (9)$$

其中

$$x = t_d/T$$

式中: $x$ 为死区时间与开关周期的比值。

从式(9)可见阻抗角还与负载电流有关。图4所示为阻抗角与负载电流的关系,当负载电流减小时,阻抗角将增大,在空载时,阻抗角将接近于 $90^\circ$ 。负载电流最大时,对应的阻抗角最小,因此设计时应按最大负载电流计算所需的阻抗角。图5所示为实现零电压开通所需的最小阻抗角与死区时间的关系曲线,可以看到,死区时间越大,其所需的阻抗角将越小,这有利于

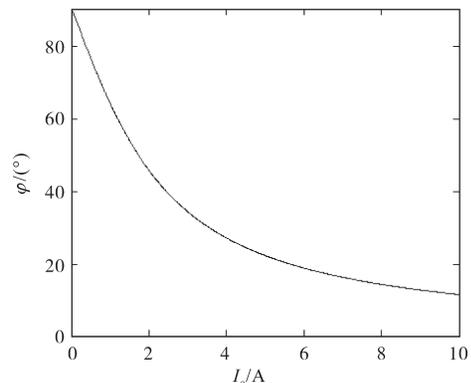


图4 阻抗角与负载电流的关系

Fig.4 Relationship between impedance angle and load current

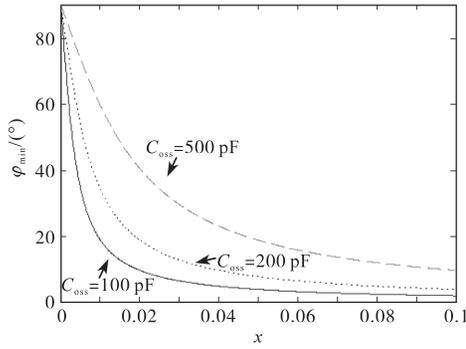


图5 最小阻抗角与死区时间的关系曲线

Fig.5 Relationship between minimum impedance angle and dead time

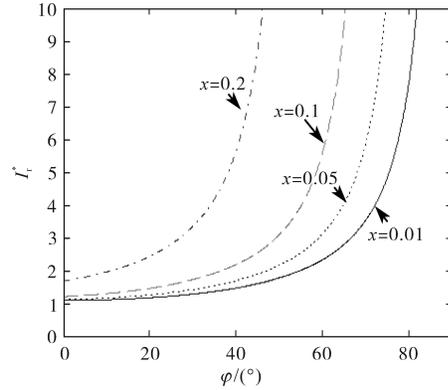


图6 死区时间、阻抗角与谐振电流的关系曲线

Fig.6 Relationship between deadtime, impedance angle and resonant current

减小损耗。但同时也可以看到死区时间与阻抗角之间并不是线性关系,当死区时间大于一定值时,曲线将变得平缓,阻抗角随死区时间的变化将不明显。

### 2.3 死区时间对变换器的影响

虽然增大死区时间将减小损耗,但是增大死区时间,使得开关管的占空比减小,将影响谐振电流。由于在开关管导通期间,输入谐振网络的有功功率为

$$P_{in} = \frac{2\sqrt{2}}{\omega T} U_{in} I_r \{ \cos\varphi - \cos[\varphi - \omega(\frac{T}{2} - t_d)] \} \quad (10)$$

因此谐振电流有效值为

$$I_r = \frac{P_{in}}{\frac{2\sqrt{2}}{\omega T} U_{in} \{ \cos\varphi - \cos[\varphi - \omega(\frac{T}{2} - t_d)] \}} \quad (11)$$

由式(11)可得到归一化的谐振电流如下式:

$$I_r^* = \frac{I_r}{I_{in}} = \frac{\pi}{\sqrt{2} [\cos\varphi + \cos(\varphi + 2\pi x)]} \quad (12)$$

式中: $I_{in}$ 为输入电流有效值; $\omega$ 为谐振频率。

图6所示为死区时间、阻抗角和谐振电流之间的关系曲线。从图中可以看到,当阻抗角达到一定值时,谐振电流将急剧增加,这与图3所示一致。死区时间越小,归一化谐振电流越接近1,谐振电流越小,使得导通性损耗也越小。但是由于死区时间越小,软开关所需要的谐振阻抗角越大,因此需要折中选择死区时间和谐振阻抗角。从图3和图6可见,阻抗角小于 $20^\circ$ 时,阻抗角的变化对损耗和谐振电流的影响非常小。因此可以将阻抗角设定在小于 $20^\circ$ 的范围内,再根据软开关条件选择死区时间。

## 3 LCC谐振变换器谐振网络参数设计

从前述分析可以看到,LCC谐振变换器参数设计时,不仅要满足软开关条件,还需要使得谐振阻抗角在合理范围,才能使得谐振网络无功环流最小,变换器的导通损耗最小。因此LCC谐振变换器谐振网络参数设计应该首先考虑死区时间与满载时谐振阻抗角的选择,然后再根据输出的电压电流确定变压器匝比及谐振网络参数。具体的参数设计步骤如下:

1)死区时间的选取。LCC谐振变换器的死区时间对谐振网络阻抗角和变换器效率有重要影响,因此要实现谐振网络参数的优化设计,首先需要合理选取死区时间。而死区时间与开关管的输出寄生电容密切相关,可以根据所选的开关管的输出寄生电容,由式(9)得到死区时间为

$$t_d = \frac{2U_{in}^2 C_{oss}}{\pi U_o I_{omax} \tan\varphi} \quad (13)$$

式中: $I_{omax}$ 为最大负载电流。

阻抗角 $\varphi$ 可以根据图5选择,一般小于 $20^\circ$ 。

2)变压器匝数比的确定<sup>[9]</sup>。从图2所示的波形可以看到,在 $t_2-t_5$ 时间段内,变压器副边二极管导通,原边向副边传递能量,因此输出电流平均值为

$$\bar{I}_o = \frac{1}{\pi} \int_{\pi+\varphi-\theta}^{\pi+\varphi} n i_r(t) d(\omega t) = \frac{n I_{Lrmax} \sin^2(\theta/2)}{\pi} \quad (14)$$

可得变压器的匝数比为

$$n = \frac{U_{in} \sin^2(\theta/2)}{2U_o \cos\varphi} \quad (15)$$

3)导通角的取值。从工作状态可知,在 $t_1-t_2$ 阶段,谐振电流给并联电容 $C_p$ 充电,使得 $C_p$ 两端的电压从 $-nU_o$ 变到 $nU_o$ ,因此有:

$$2nU_o = \frac{1}{C_p} \int_{t_1}^{t_2} i_r(t) dt \quad (16)$$

从图2的波形可以看出,导通角为半个开关周期减去电容电压上升的时间,因此有:

$$\theta = \pi - \arccos\left(1 - \frac{2\omega C_p n U_o}{I_{Lmax}}\right) \quad (17)$$

4)谐振网络参数的确定。由式(17)可以得到LCC谐振网络的并联谐振电容为

$$C_p = \frac{I_{Lmax}(1 + \cos\theta)}{2\omega n U_o} \quad (18)$$

定义 $k$ 为电容比,即 $k = C_p/C_s$ ,当 $k$ 值越大,其特性越接近并联谐振,LCC谐振变换器的频率范围越窄,一般情况下为简化分析取 $k=1$ 。由此可得串联谐振电感为

$$L_r = \frac{1}{\omega^2 C_s} \quad (19)$$

由以上可以完成整个谐振网络参数的设计。

### 4 实验结果

采用本文提出的方法设计了160 W LCC谐振变换器,主开关管采用IPB60R060P7,从规格书上可以得到该MOSFET输出等效电容为89 pF,根据图5、图6,选择死区时间为开关周期的1%,即160 ns,阻抗角设置为 $18^\circ$ ,关键参数及元件值如下:输入电压 $U_{in}=400$  V,输出电压 $U_o=80$  V,满载输出电流 $I_o=2$  A,满载开关频率 $f_s=60$  kHz,变压器匝数比 $n=3$ ,谐振电感 $L_r=700$   $\mu$ H,串联谐振电容 $C_s=10$  nF,并联谐振电容 $C_p=10$  nF。

图7所示为LCC谐振变换器的实验波形,波形中 $U_{g1}, U_{g2}$ 分别为半桥开关管 $Q_1, Q_2$ 的驱动信号, $U_a$ 为半桥中点电压,即下管 $Q_2$ 的漏源极电压波形, $i_r$ 为谐振电流波形。图7a为变换器满载时的波形,图中可见谐振电流 $i_r$ 滞后于半桥中点电压 $U_a$ ,滞后时间为 $0.8$   $\mu$ s,由于开关频率为60 kHz,因此阻抗角为 $18^\circ$ 。从图7的波形可以看到,随着负载的减小,谐振网络的阻抗角逐渐增大,当空载时,从图7e中可以看到电流滞后于电压 $90^\circ$ ,与前面分析一致,变换器谐振网络中有大量无功功率,空载时的谐振电流最大值仍然接近0.6 A,这使得变换器虽然更加容易实现软开关,

但是由于无功环流较大,LCC谐振变换器空载损耗较大。在图8所示的变换器效率曲线中可以看到,由于轻载时的无功环流较大,因此变换器在轻载时效率较低,满载时效率可以达到94.2%。

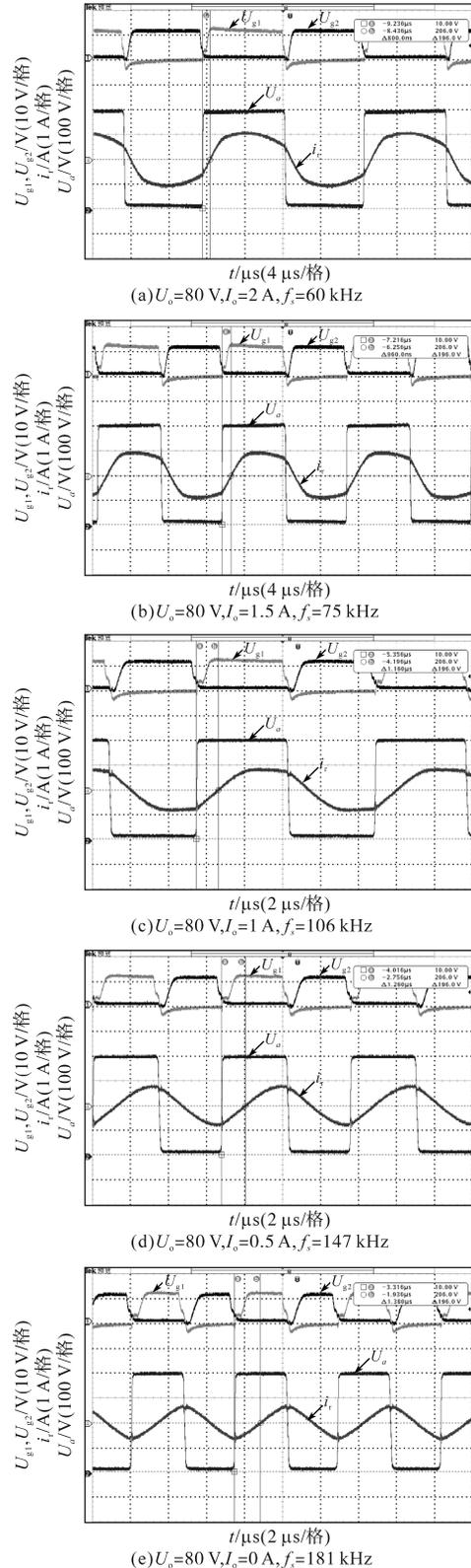


图7 LCC谐振变换器的实验波形

Fig.7 Experiment waveforms of LCC resonant converter

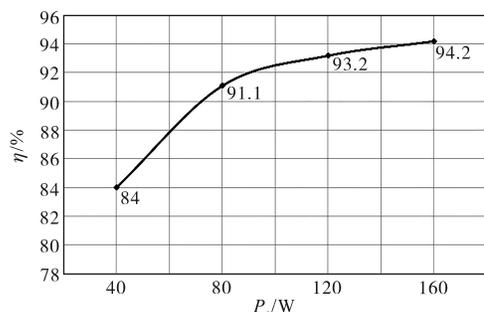


图8 LCC谐振变换器的效率曲线  
Fig.8 Efficiency curve of LCC resonant converter

## 5 结论

由于谐振阻抗角及死区时间对LCC谐振变换器的损耗有重要影响,因此需要对LCC谐振变换器的阻抗角和死区时间进行研究。通过分析LCC谐振变换器死区时间、谐振阻抗角和效率之间的关系,提出在满足软开关条件下的谐振阻抗角和死区时间选择方法,并以此为基础提出了LCC谐振变换器的参数设计方法。实验证明本文提出的方法可行,提高了变换器效率。本文提出的设计方法对各种应用场合的LCC谐振变换器的设计都具有借鉴意义。

### 参考文献

[1] 刘和平,罗异,刘庆,等.基于高频高压电除尘用LCC谐振电源特性的网侧整流方式比较[J].电力自动化设备,2017,37(5):21-27.  
 [2] 王泽庭,杨旭.大功率高压LCC谐振电源重要参数研究与设计[J].电气传动,2018,48(2):53-57.  
 [3] 赵清林,崔少威,李建楠,等.半桥LLC变换器的谐振驱动技术[J].电气传动,2019,49(9):16-21.  
 [4] 李勇,潘永雄,陈林海,等.恒流输出模式下LCC谐振变换器的特性与设计[J].电子技术应用,2018,44(11):133-141.  
 [5] Song S H, Cho C G, Park S M, *et al.* Design and analysis of an

LCC resonant converter for xenon flash lamp simmer circuit[J]. IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, 2019, 26(2): 484-491.  
 [6] Chen K, Xiao P, Johnsen A, *et al.* Turn-on optimization for class D series-parallel LCC-type constant current high-power LED driver design based on traditional fluorescent control IC [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(7): 4732-4741.  
 [7] Gilbert A J, Stone D A, Bingham C M. Rapid design of LCC current-output resonant converters with reduced electrical stresses[J]. Electronics Letters, 2005, 41(6): 365-366.  
 [8] Ivensky G, Kats A, Ben-Yaakov S. An RC load model of parallel and series-parallel resonant DC-DC converters with capacitive output filter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1999, 14(3): 515-521.  
 [9] 张梦琪. 宽范围恒流输出谐振变换器研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2015.  
 [10] Liu H, Zhao J, Wang Y, *et al.* Analysis and design of high power density and wide output LCC resonant converter[C]// 2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2019: 1-6.  
 [11] Sewell H I, Foster M P, Bingham C M, *et al.* Analysis of voltage output LCC resonant converters, including Boost mode operation[J]. IEE Proceedings—Electric Power Applications, 2003, 150(6): 673-679.  
 [12] 夏冰,阮新波,陈武. 高压大功率场合LCC谐振变换器的分析与设计[J]. 电工技术学报, 2009, 24(5): 60-66.  
 [13] 王栋,贾强,亓迎川,等. 一种基于LCC谐振变换器的参数优化设计[J]. 集成电路应用, 2018, 35(9): 16-22.  
 [14] 欧伟丽,张政权,刘庆想,等. LCC谐振变换器的电路建模与参数设计[J]. 强激光与粒子束, 2019, 31(4): 53-58.  
 [15] Mao S, Popovic J, Ramabhadran R, *et al.* Comparative study of half-bridge LCC and LLC resonant DC-DC converters for ultra-wide output power range applications[C]//2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe), 2015: 1-10.

收稿日期:2020-07-20  
修改稿日期:2020-08-07