

# 低电流纹波双向 CLLC 变换器的研究

李小文<sup>1</sup>, 江良星<sup>2</sup>, 王华云<sup>3</sup>, 王长坤<sup>2</sup>, 查海涛<sup>4</sup>

(1. 国网南昌市昌北供电公司, 江西 南昌 330063; 2. 南昌航空大学  
信息工程学院, 江西 南昌 330063; 3. 国网江西省电力有限公司  
电力科学研究院, 江西 南昌 330063; 4. 国网江西电力有限公司  
柘林水电厂, 江西 永修 330300)

**摘要:**为解决 LLC 电路通常需要大电容滤波的问题, 提出了一种基于星型连接的三相型双向 CLLC 谐振变换器。一方面该变换器在正反两种运行状态时都能实现软开关; 另一方面, 由于该变换器的输出电流纹波更小, 可以减少电路的输出电容。同时也对变换器的模型进行了分析, 给出了系统的增益曲线。最后搭建仿真模型和制作一台 2 kW 实验样机, 仿真和实验结果都验证了所提变换器的可行性和有效性。

**关键词:**星型连接; 双向; CLLC 谐振变换器; 基波分析法

**中图分类号:** TM461.5 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095dqcd21885

## Research on a Low Current Ripple of Bidirectional CLLC Converter

LI Xiaowen<sup>1</sup>, JIANG Liangxing<sup>2</sup>, WANG Huayun<sup>3</sup>, WANG Changkun<sup>2</sup>, ZHA Haitao<sup>4</sup>

(1. State Grid Nanchang Changbei Power Supply Company, Nanchang 330063, Jiangxi, China;  
2. Information Engineering Institute, Nanchang Hangkong University, Nanchang 330063,  
Jiangxi, China; 3. Electric Power Research Institute, State Grid Jiangxi Electric Power Co., Ltd.,  
Nanchang 330063, Jiangxi, China; 4. Zhelin Hydropower Plant, State Grid Jiangxi Electric  
Power Co., Ltd., Yongxiu 330300, Jiangxi, China)

**Abstract:** LLC resonant converter usually requires large capacitance filter. In order to solve this problem, a three-phase bidirectional CLLC resonant converter based on star connection was proposed. On the one hand, the proposed converter can achieve soft switching in both forward and reverse operating states; on the other hand, because the output current ripple of the converter is smaller, the output capacitance of the circuit can be reduced. The converter model was analyzed and the gain curve of the system was given. Finally, a simulation model and a 2 kW experimental prototype were built to verify the feasibility and effectiveness of the proposed converter.

**Key words:** star arrangement; bidirectional; CLLC resonant converter; fundamental analysis method

随着智能电网、太阳能供电系统等配电设备的不断发展以及不间断电源、电动汽车的广泛应用, 直流充电设备必须具备使能量双向流动的功能才能满足上述应用场合<sup>[1]</sup>。与采用两套单向 DC-DC 变换器反并联来实现能量双向流动的方案相比, 双向 DC-DC 变换器可以减少元件器的数量, 具有成本低、功率密度高等优势, 在未来具有广泛的应用前景<sup>[2]</sup>。为了进一步提升双向 DC-DC 变换器工作效率, 软开关拓扑尤其是 LLC 谐振型

变换器以自然软开关的特点受到越来越多的关注<sup>[3]</sup>。通过实现对原边开关管零电压开通和副边整流管零电流关断, LLC 谐振型变换器可以大幅降低开关损耗。如何将软开关技术应用到双向 DC-DC 变换器之中已经成为当前的研究重点<sup>[4-6]</sup>。

文献[7]提出一种双向 LLC 变换器, 但是反向运行时无法实现副边零电流关断 (zero current switch, ZCS), 且直流增益小于 1, 只能用于降压模式。文献[8-9]提出了一种对称结构的双向

**基金项目:**国家自然科学基金项目(61963030)

**作者简介:**李小文(1971—), 男, 硕士研究生, 高级工程师, Email: 1054626767@qq.com

CLLLC谐振变换器,实现了双向软开关和升降压,但是增加了副边谐振电容和电感,降低了功率密度。文献[10]提出了一种双向CLLC谐振变换器,该拓扑不仅保持了双向CLLLC谐振变换器的全部优势,由于副边只有一个谐振电容,从而提高了功率密度且成本更低。

为了降低输出滤波电容的使用数量,本文结合双向CLLC拓扑的软开关优势和三相交错并联技术特点,提出一种星型连接的三相型双向CLLC变换器,具体拓扑如图1a所示。与传统三相直接交错并联拓扑(图1b)相比,该拓扑开关管和变换器出脚数量减少了一半,使得功率密度得到进一步提高,克服了单相CLLC输出纹波电流较大的缺点<sup>[11-12]</sup>。

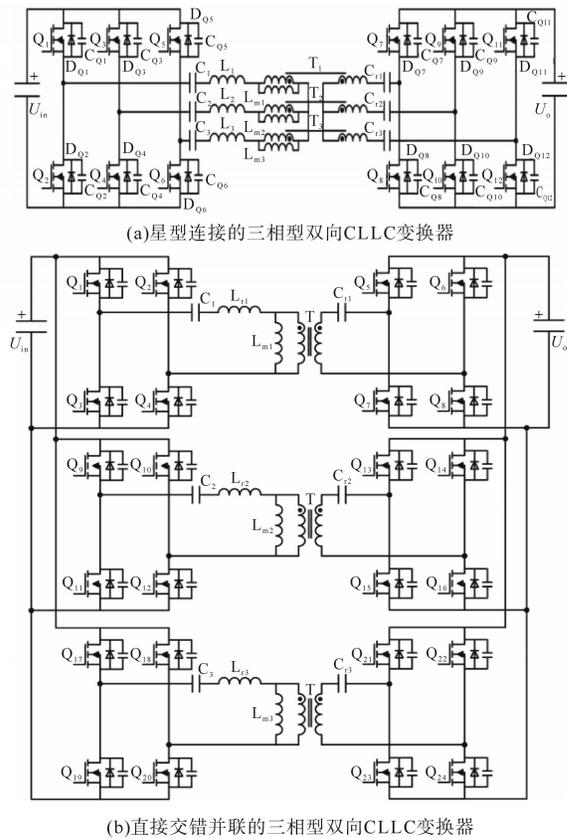


图1 双向CLLC变换器拓扑图

Fig.1 Topology diagram of bidirectional CLLC converter

本文首先描述了星型连接的三相型双向CLLC变换器的工作原理,通过基波分析法对其电压特性进行研究,详细分析了各谐振参数对电压增益的影响,最后通过仿真和实验验证了该拓扑结构的可行性和有效性。

### 1 主拓扑结构

图1a星型连接的三相型双向CLLC变换器拓

扑中的 $Q_1\sim Q_6$ 与 $Q_7\sim Q_{12}$ 分别构成了一个全桥变换器。正向工作时, $Q_1\sim Q_6$ 侧工作在三相逆变模式, $Q_7\sim Q_{12}$ 侧则工作在三相整流模式。反向工作时, $Q_7\sim Q_{12}$ 侧工作在三相逆变模式, $Q_1\sim Q_6$ 侧则工作在三相整流模式。 $C_{r1}\sim C_{r3}$ 和 $C_1\sim C_3$ 是谐振电容; $L_1\sim L_3$ 是谐振电感; $L_{m1}\sim L_{m3}$ 是励磁电感; $C_{Q1}\sim C_{Q12}$ 和 $D_{Q1}\sim D_{Q12}$ 分别是 $Q_1\sim Q_{12}$ 的结电容和反并二极管。

### 2 工作过程分析

星型连接的三相型双向CLLC变换器正向运行时一个开关周期可以分为12个模态,由于前后半个周期具有对称性,所以只对前半周期中的6个模态作具体分析,各运行模态等效电路图如图2所示。

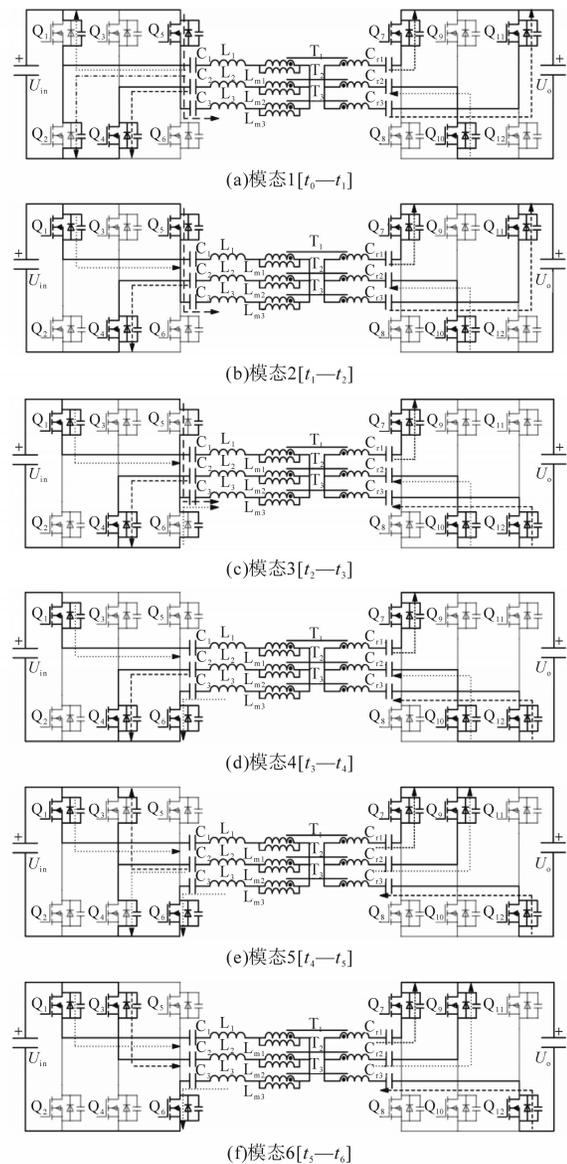


图2 正向运行时的各模态图

Fig.2 Modal diagrams in forward operation

三相交错依次移相120°导通,理论工作波形图如图3所示。

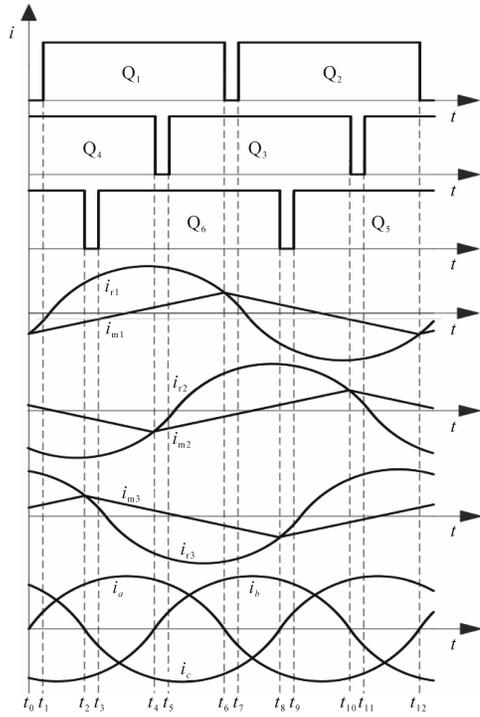


图3 变换器主要工作波形图

Fig.3 Main working waveforms of the converter

模态1 [ $t_0-t_1$ ]:  $Q_4, Q_5$  导通。A相进入死区时间,电流  $i_a$  以正弦形式增大,同步管  $Q_7$  导通,励磁电感  $L_{m1}$  被输出电压钳位。谐振电流  $i_{r1}$  对结电容  $C_{Q2}$  充电,对结电容  $C_{Q1}$  放电,为开关管  $Q_1$  零电压导通(zero voltage switch, ZVS)提供了条件。对于B相,电流  $i_b$  以正弦形式反向增大,同步管  $Q_{10}$  导通,励磁电感  $L_{m2}$  被输出电压钳位。对于C相,电流  $i_c$  以正弦形式减小,同步管  $Q_{11}$  导通,励磁电感  $L_{m3}$  被输出电压钳位。

模态2 [ $t_1-t_2$ ]:  $Q_4, Q_5$  导通; $t_1$ 时刻,  $Q_1$  实现ZVS导通。对于A相,电流  $i_a$  以正弦形式继续增大,同步管  $Q_7$  导通,励磁电感  $L_{m1}$  被输出电压钳位。对于B相,电流  $i_b$  以正弦形式变化,同步管  $Q_{10}$  导通,励磁电感  $L_{m2}$  被输出电压钳位。对于C相,电流  $i_c$  以正弦形式减小,同步管  $Q_{11}$  导通,励磁电感  $L_{m3}$  被输出电压钳位,当  $i_c$  减小到零时,  $Q_5$  关断。

模态3 [ $t_2-t_3$ ]:  $Q_1, Q_4$  导通。对于A相,电流  $i_a$  以正弦形式继续增大,同步管  $Q_7$  导通,励磁电感  $L_{m1}$  被输出电压钳位。对于B相,电流  $i_b$  以正弦形式反向减小,同步管  $Q_{10}$  导通,励磁电感  $L_{m2}$  被输出电压钳位。C相进入死区时间,电流  $i_c$  以正弦形式反向增大,同步管  $Q_{12}$  导通,励磁电感  $L_{m3}$  被

输出电压钳位。谐振电流  $i_{r3}$  对结电容  $C_{Q5}$  充电,对结电容  $C_{Q6}$  放电,这为开关管  $Q_6$  的ZVS导通提供了条件。

模态4 [ $t_3-t_4$ ]:  $Q_1, Q_4$  导通; $t_3$ 时刻,  $Q_6$  实现ZVS导通。对于A相,电流  $i_a$  以正弦形式变化,同步管  $Q_7$  导通,励磁电感  $L_{m1}$  被输出电压钳位。对于B相,同步管  $Q_{10}$  导通,励磁电感  $L_{m2}$  被输出电压钳位。电流  $i_b$  以正弦形式反向减小,当  $i_b$  减小到零时,  $Q_4$  关断。对于C相,电流  $i_c$  以正弦形式反向继续增大,同步管  $Q_{12}$  导通,励磁电感  $L_{m3}$  被输出电压钳位。

模态5 [ $t_4-t_5$ ]:  $Q_1, Q_6$  导通;对于A相,电流  $i_a$  以正弦形式减小,同步管  $Q_7$  导通,励磁电感  $L_{m1}$  被输出电压钳位。B相进入死区时间,电流  $i_b$  以正弦形式增大,同步管  $Q_9$  导通,励磁电感  $L_{m2}$  被输出电压钳位。谐振电流  $i_{r2}$  对结电容  $C_{Q4}$  充电,对结电容  $C_{Q3}$  放电,这为开关管  $Q_3$  的ZVS导通提供了条件。对于C相,电流  $i_c$  以正弦形式反向继续增大,同步管  $Q_{12}$  导通,励磁电感  $L_{m3}$  被输出电压钳位。

模态6 [ $t_5-t_6$ ]:  $Q_1, Q_6$  导通; $t_5$ 时刻,  $Q_3$  实现ZVS导通。对于A相,同步管  $Q_7$  导通,励磁电感  $L_{m1}$  被输出电压钳位。电流  $i_a$  以正弦形式减小,当  $i_a$  减小到零时,  $Q_1$  关断。对于B相,电流  $i_b$  以正弦形式继续增大,同步管  $Q_9$  导通,励磁电感  $L_{m2}$  被输出电压钳位。对于C相,电流  $i_c$  以正弦形式变化,同步管  $Q_{12}$  导通,励磁电感  $L_{m3}$  被输出电压钳位。

### 3 增益特性分析

#### 3.1 正向运行时增益特性分析

正向运行时采用基波分量法对一相电路进行分析。为了简化计算,全文令变压器变比  $n$  为1,将副边电容等效到原边,则星型连接的三相型双向CLLC变换器正向运行时的基波等效电路如图4所示。

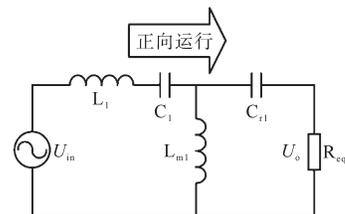


图4 正向运行时的基波等效模型

Fig.4 Fundamental equivalent model for forward operation

令:

$$\begin{cases} Z_1 = j\omega_s L_1 + 1/(j\omega_s C_1) \\ Z_2 = 1/(j\omega_s C_{r1}) \\ Z_m = j\omega_s L_{m1} \end{cases} \quad (1)$$

式中: $\omega_s$ 为开关角频率。

当每相谐振参数完全匹配时,每相只传递总功率的1/3,因此由FHA可得等效电阻与输出电阻之间的关系: $R_{eq} = 3 \frac{8}{\pi^2} R_o$ ,则变换器的传递函数为

$$H(j\omega_s) = \frac{Z_m // (Z_2 + R_{eq})}{Z_1 + Z_m // (Z_2 + R_{eq})} \cdot \frac{R_{eq}}{Z_2 + R_{eq}} \quad (2)$$

定义: $k = L_{m1}/L_1$ ;  $g = C_{r1}/C_1$ ;  $\omega_1 = 1/\sqrt{L_1 C_1}$ 。

令归一化频率  $\omega_n = \frac{\omega_s}{\omega_1}$ , 特征阻抗  $Z = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}$ ,

品质因数  $Q = Z/R_{eq}$ , 则传递函数进一步表示为

$$H(j\omega_n) = \frac{1}{(1 + \frac{1}{k} - \frac{1}{k\omega_n^2}) + j\frac{Q}{k}(k\omega_n - (k + \frac{1}{g} + \frac{1}{g})\frac{1}{\omega_n} + \frac{1}{g\omega_n^3})} \quad (3)$$

其中  $a = kb = k + \frac{k}{g} + \frac{1}{g} c = \frac{1}{g}$

令  $H(j\omega_n)$  虚部为零, 则谐振频率  $\omega_r = \lambda\omega_1$ ,

$$\lambda = \frac{\sqrt{2} \sqrt{\frac{b + \sqrt{-4ac + b^2}}{a}}}{2} \quad (4)$$

由传递函数  $H(j\omega_n)$  可得直流增益  $G_{dc}$  的表达式:

$$G_{dc} = \frac{1}{\sqrt{(1 + \frac{1}{k} - \frac{1}{k\omega_n^2})^2 + (\frac{Q}{k})^2 [k\omega_n - (k + \frac{1}{g} + \frac{1}{g})\frac{1}{\omega_n} + \frac{1}{g\omega_n^3}]^2}} \quad (5)$$

将谐振点  $\omega_r$  代入上式, 则变换器谐振点增益为

$$G(\omega_r) \approx \frac{1}{1 + \frac{1}{k + gk}} \quad (6)$$

由上式可得 CLLC 谐振变换器的直流增益曲线如图 5 所示。由图 5 可以看出, 随着  $Q$  值的不断减小(负载越轻), 变换器工作频率范围变宽, 同时最大直流增益增大。另一方面,  $Q$  值与原边电流成反比, 为了降低系统损耗, 应当增大  $Q$  值。因此在保证变换器的调压能力和实现软开关的前提下, 应选用大的  $Q$  值。随着开关频率的不断增大, 正向运行时直流增益先增大后减小。当开关角频率等于  $\omega_1$  时, 原边谐振元件发生串联谐振, 由于副边谐振电容的影响,  $Q$  值越小增益越大。

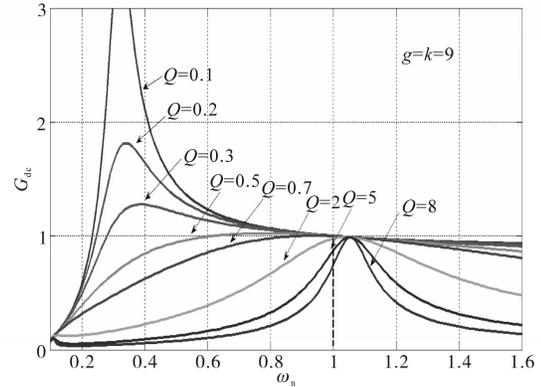


图5 正向运行时的直流增益随  $Q$  值变化曲线族

Fig.5 Voltage gain with  $Q$  value curves family in forward operation

同理, 可以绘制出直流增益在不同  $k$  值下的曲线族, 如图 6 所示。由图 6 可知: 当  $Q$  值确定时,  $k$  值越大, 对应的最大直流增益越小, 频率需要变换较大范围时, 才能达到所需的直流增益, 因此降低了变换器的调节性能。  $k$  值定义为  $L_{m1}$  与  $L_1$  的比值, 当  $k$  值越小时, 则对应的励磁电感值  $L_{m1}$  越小, 而减小  $L_{m1}$  会使励磁电感的峰值增大, 最终增加了开关管的导通损耗。

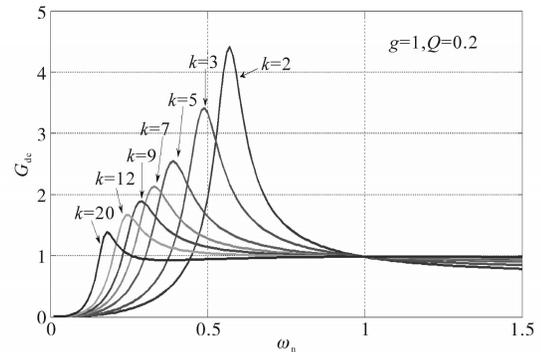


图6 正向运行时电压增益随  $k$  值变化曲线族

Fig.6 Family of voltage gains with  $k$  value in forward operation

### 3.2 反向运行时增益特性分析

反向运行时的基波等效模型如图 7 所示。

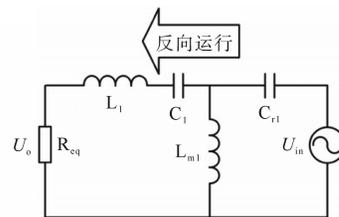


图7 反向运行时的基波等效模型

Fig.7 Fundamental equivalent model for reverse operation

各参数定义与前文相同, 则变换器的反向传递函数为

$$h(j\omega_n) = \frac{gk\omega_n^3}{gk\omega_n^3 - \omega_n + jQ\{1 + gk\omega_n^4 - [1 + (g + 1)k]\omega_n^2\}} \quad (7)$$

反向直流增益  $g_{dc}$  的表达式为

$$g_{dc} = \frac{gk\omega_n^3}{\sqrt{(gk\omega_n^3 - \omega_n)^2 + \{1 + gk\omega_n^4 - [1 + (g + 1)k]\omega_n^2\}^2 Q^2}} \quad (8)$$

令  $h(j\omega_n)$  的虚部为零,可得反向谐振频率  $\omega_{r1}$ :

$$\omega_{r1} = \frac{\sqrt{2} \sqrt{kg(kg + k + 1 + \sqrt{g^2 k^2 + 2gk^2 - 2kg + k^2 + 2k + 1})} \omega_1}{2kg} \quad (9)$$

根据式(8)绘制了变换器的反向直流增益曲线,如图8所示。

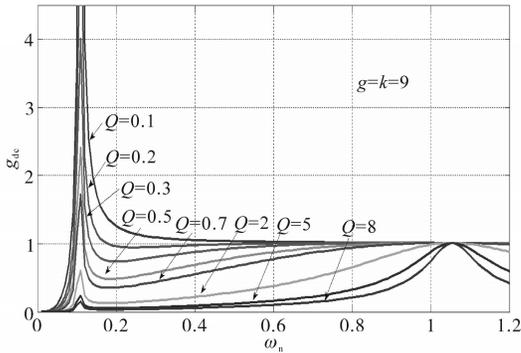


图8 反向运行时的电压增益随  $Q$  值变化曲线族

Fig.8 Voltage gain with  $Q$  value curves family in reverse operation

由图8可得,变换器处于反向运行时,直流增益的变化趋势与正向运行时类似。反向高频谐振点增益大于1,同时增益曲线都相交于一点。 $Q$  值越大,则最大直流增益较小;当  $Q$  值减小时,直流增益会出现两个增益波峰,不利于系统闭环控制。

令  $C_1, C_{r1}$  和  $L_1$  共同谐振时的谐振角频率为

$$\omega_{eq} = 1/\sqrt{L_1 C_1 C_{r1}/(C_1 + C_{r1})} \quad (10)$$

令反向谐振频率  $\omega_{r1}$  与  $\omega_{eq}$  的比值为

$$y = \frac{\sqrt{2} \sqrt{kg(kg + k + 1 + \sqrt{g^2 k^2 + 2gk^2 - 2kg + k^2 + 2k + 1})} \sqrt{1 + \frac{1}{g}}}{2kg} \quad (11)$$

由式(11)绘制比值  $y$  随  $k$  变化的曲线族,如图9所示。由图9可知,随着  $g$  和  $k$  值的增大,  $y$  值会逐渐趋近于1,即变换器反向谐振频率近似等于三个谐振元件共同谐振时的谐振频率。

增益随  $g$  和  $\omega_n$  变化的曲面图如图10所示。在频率较低范围内增益出现一定波动,但随着频率的增大,增益逐渐趋于平缓,表明  $g$  值变化对增益影响较小。

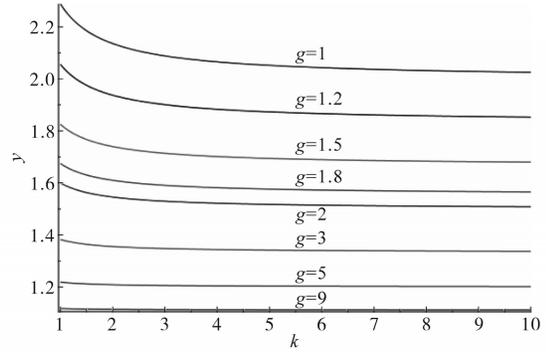


图9  $y$  值随  $k$  值变化的曲线族

Fig.9 Curves family with  $y$  value changing with  $k$  value

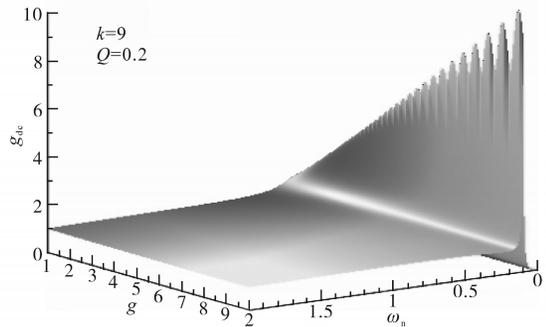


图10 增益随  $g$  和  $\omega_n$  变化的曲面图

Fig.10 Surface plot of gain varying with  $g$  and  $\omega_n$

### 4 仿真分析

首先,通过 Simulink 搭建仿真模型进行仿真验证。具体仿真参数如下所示:谐振电感  $L_r = 12 \mu\text{H}$ ;励磁电感  $L_m = 80 \mu\text{H}$ ;谐振电容  $C_1 = 328 \text{ nF}$ ,  $C_{r1} = 500 \text{ nF}$ ;滤波电容  $450 \mu\text{F}$ ;开关频率  $F_s$  范围  $60 \sim 100 \text{ kHz}$ ;死区时间  $200 \text{ ns}$ ;输入电压  $350 \text{ V}$ ;输出电压  $350 \sim 400 \text{ V}$ 。

图11、图12分别为变换器正向和反向运行时的驱动电压的放大波形与MOS管DS电压。在驱动电压为高电平之前,DS电压已经下降为零,即实现了原边ZVS。二极管电流自然下降为零,即副边实现了ZCS关断。

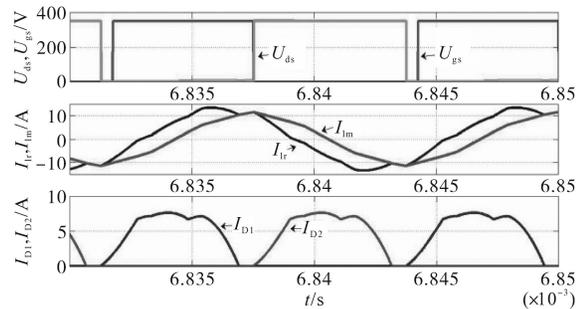


图11 正向运行时的电压电流仿真波形

Fig.11 Voltage and current simulation waveforms in forward operation

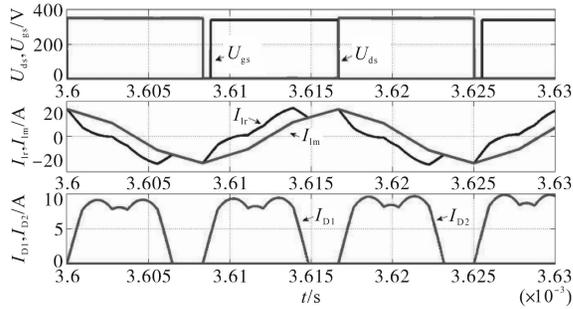


图12 反向运行时的电压电流仿真波形

Fig.12 Voltage and current simulation waveforms in reverse operation

由图13可知,输出电流 $I_o$ 在13~14.8 A之间波动,变换器输出电流纹波已大幅降低,因此可以降低对应的滤波电容数量。

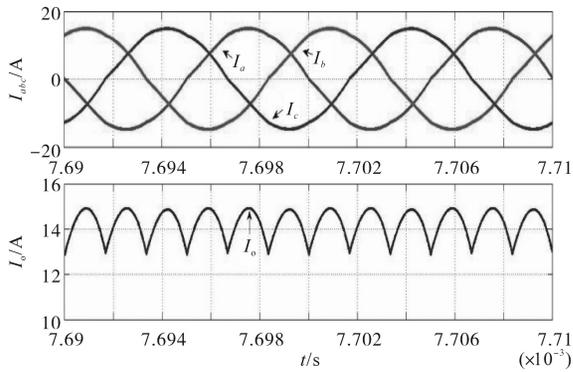


图13 副边输出电流仿真波形

Fig.13 Secondary side output current simulation waveforms

### 5 实验验证

根据上述仿真参数,研制了一台功率为2 kW的星型连接的三相型双向CLLC变换器样机,如图14所示。其中正向工作频率为80 kHz;反向工作频率为120 kHz;输入电压240 V。

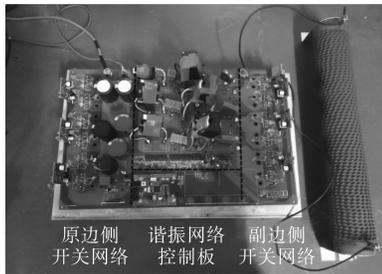


图14 双向CLLC变换器实验样机

Fig.14 Experimental prototype of a bidirectional CLLC converter

如图15所示,正向运行在高频谐振点附近时输出电压220 V,增益略小于1,谐振电流近似于正弦波符合理论分析,同时谐振电流滞后于驱动电压,实现了ZVS导通。反向运行时波形如图16所示,输出电压达到了320 V,实现了较好的升压

和软开关效果。

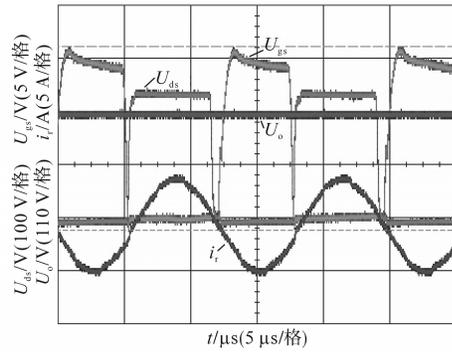


图15 正向运行时的电压电流实验波形

Fig.15 Voltage and current experimental waveforms during forward operation

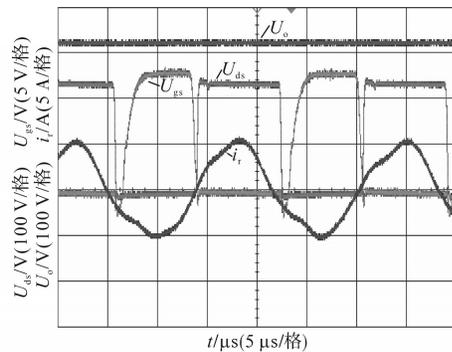


图16 反向运行时的电压电流实验波形

Fig.16 Voltage and current experimental waveforms during reverse operation

如图17所示,副边三相电流对称,最大纹波电流 $\Delta I_e = 0.8$  A,输出电流纹波大幅降低。

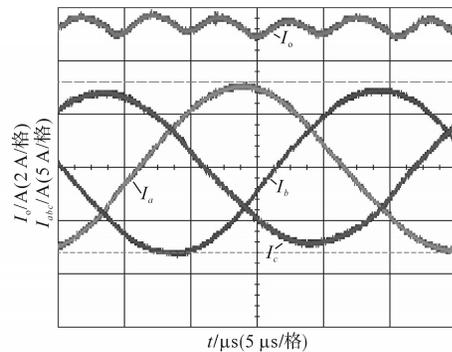


图17 副边输出电流实验波形

Fig.17 Experimental waveforms of secondary side output current

### 6 结论

本文在单相LLC谐振变换器的基础上,提出一种原副边均星型连接的三相型双向CLLC变换器,并采用基波分析法对该变换器的增益特性进行了详细分析。通过搭建仿真和实验验证得出结论:所提变换器除了具备单相LLC谐振变换器的全部优点外,不仅能实现双向运行,

还能大幅降低输出电流纹波,且相间实现良好的均流效果。

#### 参考文献

- [1] 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.  
Zhao Qinglin, Cui Shaowei, Li Jiannan, *et al.* Resonant gate drive technology of half-bridge LLC converter[J]. Electric Drive, 2019,49(9):16-21.
- [2] Thumma, Rajesh, Bhajana, *et al.* A new high-voltage gain non-isolated zero-current-switching bidirectional DC-DC converter[J]. Arabian Journal for Science & Engineering, 2018(6):2713-2723.
- [3] Feng Weiyi, Lee Fred C, Mattavelli Paolo. Optimal trajectory control of burst mode for LLC resonant converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(1):457-466.
- [4] Jiang T, Zhang J, Wu X, *et al.* A bidirectional LLC resonant converter with automatic forward and backward mode transition[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(2):757-770.
- [5] 吕正,颜湘武.直流纳电网中用于高频隔离的CLLC型双向直流变压器的模态分析与优化设计[J].中国电机工程学报,2016,36(21):5918-5929,6036.  
Lü Zheng, Yan Xiangwu. Mode analysis and optimal design of CLLC-type bidirectional DC-DC transformers for high-frequency isolation in DC nano grids[J]. Proceedings of the Csee, 2016, 36(21):5918-5929,6036.
- [6] 吴天文,李志忠,杨慧,等.全桥LLC谐振变换器软启动混合控制策略[J].电气传动,2019,49(3):54-58,65.  
Wu Tianwen, Li Zhizhong, Yang Hui, *et al.* Hybrid control strategy for full-bridge LLC resonant converter based on digital soft-start[J]. Electric Drive, 2019,49(3):54-58,65.
- [7] Li X, Bhat A K S. Analysis and design of high-frequency isolated dual-bridge series resonant DC/DC converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(4):850-862.
- [8] 陈启超,纪延超,王建曩.双向CLLC谐振型直流变压器的分析与设计[J].中国电机工程学报,2014,34(18):2898-2905.  
Chen Qichao, Ji Yanchao, Wang Jianze. Analysis and design of bidirectional CLLC resonant DC-DC transformers[J]. Proceedings of the Csee, 2014, 34(18):2898-2905.
- [9] Jung J H, Kim H S, Ryu M H, *et al.* Design methodology of bidirectional CLLC resonant converter for high-frequency isolation of DC distribution systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013,28(4):1741-1755.
- [10] 辛玉宝,辛玉才,张方华,等.基于全桥LLC谐振的双向直流变压器[J].电力电子技术,2013,47(4):3-5.  
Xin Yubao, Xin Yucai, Zhang Fanghua, *et al.* Bidirectional DC transformer based on full-bridge LLC resonant[J]. Power Electronics, 2013,47(4):3-5.
- [11] 闫卫国,蒋菱,王议锋,等.一种改进型基波等效分析方法[J].电气传动,2018,48(7):29-34.  
Yan Weiguo, Jiang Ling, Wang Yifeng, *et al.* A modified fundamental harmonic approximation analysis method[J]. Electric Drive, 2018,48(7):29-34.
- [12] Kim HS, Baek JW, Ryu MH, *et al.* The high-efficiency isolated AC-DC converter using the three-phase interleaved LLC resonant converter employing the Y-connected rectifier[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(8):4017-4028.
- [13] Kim Ho-Sung, Baek Ju-Won, Jung Jee-Hoon. Output current balancing method for three-phase interleaved LLC resonant converter employing Y-connected rectifier[C]// 2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2014.

收稿日期:2020-05-07

修改稿日期:2020-06-27