

DOI: 10.7667/PSPC161143

适用于 ISOS 拓扑的高压 DC/DC 变换器研究

辛德锋¹, 安昱¹, 郜亚秋¹, 梅桂芳¹, 陈雪¹, 姚为正², 才志远³

(1. 西安许继电力电子技术有限公司, 陕西 西安 710075; 2. 许继集团有限公司, 河南 许昌 461000;
3. 全球能源互联网研究院, 北京 102209)

摘要: 在电力电子变压器和直流配电网等领域, 需要采用 DC/DC 变换器双向传输能量。为了适用不同电压等级电网, 研究适用于 ISOS 拓扑的双向 DC/DC 变换器, 采用双向 LLC 谐振实现能量双向流动时开关器件的 ZVS 和准 ZCS, 使用均压电阻实现系统的稳态均压。首先描述双向 LLC 谐振变换器的工作波形, 然后采用基波分析法对电路的增益特性进行分析。将适用于 ISOS 拓扑的增益特性及软开关的实现条件作为双向 LLC 谐振网络设计的依据, 并对高频隔离变压器和 ISOS 拓扑的均压电路进行分析与设计。最后研制 2 个 6.25 kW 的变换器, 对所提出的设计方法进行验证。试验证实变换器能够实现能量双向传输时开关器件的 ZVS 和准 ZCS, 并且能量双向流动时变换器具有相同的增益特性, 同时变换器的串联不均压度小于 3%。

关键词: DC/DC 变换器; 双向 LLC; 软开关; 基波分析法

Study on high voltage DC/DC converter based on ISOS topology

XIN Defeng¹, AN Yu¹, GAO Yaqiu¹, MEI Guifang¹, CHEN Xue¹, YAO Weizheng², CAI Zhiyuan³

(1. XJ Power Electronics Technology Company, Xi'an 710075, China; 2. XJ Group Corporation, Xuchang 461000, China;
3. Global Energy Internet Research Institute, Beijing 102209, China)

Abstract: Bidirectional DC/DC converters are required in the field of power electronic transformers and DC power distribution networks. In order to apply in different DC distribution grids, the topology of ISOS based on bidirectional DC/DC converters is studied in this paper. The ZVS and ZCS are realized by using LLC resonance in bidirectional energy flow, and resistances are used to realize the voltage-sharing in the topology. Firstly, the experimental waveforms of bidirectional LLC resonant converters are described, then the gain characteristic of the circuit is analyzed by using the fundamental wave analysis method. The same gain characteristic of ISOS topology when the bidirectional energy flow and the realization conditions of soft-switching are the basis of the design of bidirectional LLC converters. The transformers of high frequency and the circuit of voltage-sharing of ISOS topology are analyzed and designed. Finally, two converters of 6.25 kW are developed to verify the analysis method proposed. The DC/DC converters can realize ZVS and ZCS when energy is bi-directionally transmitting, and experimental research confirms the DC/DC converters have the same gain characteristic when energy is bi-directionally transmitting, and the voltage unbalance rate of two converters is less than 3%.

This work is supported by Science and Technology Project of State Grid Corporation of China (No. SGRI-DL-71-15-005).

Key words: DC/DC converter; bidirectional LLC; soft switching; fundamental wave analysis

0 引言

近年来, 由于环境变化和能源消耗速度的加快, 越来越多的学者开始关注合理、高效的利用能源。随着现代电力电子技术的飞速发展, 双向 DC/DC 变

换器由于能够实现软开关, 在可再生能源、电力电子变压器^[1]、复合电源^[2]、电动汽车及交直流配电网^[3]等领域得到了广泛的应用。

实现双向 DC/DC 变换器的高功率密度和高效率, 是研究 DC/DC 变换器的重点^[4-5]。LLC 谐振能够实现逆变侧开关器件的零电压开通(ZVS)和整流侧开关器件的零电流关断(ZCS), 减小了变换器的开

基金项目: 国家电网公司科技项目 (SGRI-DL-71-15-005)

关损耗, 在保持高效率的基础上提高开关频率, 就能够减小变换器的体积和重量^[6], 因此基于 LLC 谐振的双向 DC/DC 变换器得到了广泛关注^[7]。

有文献对基于 LLC 谐振的双向 DC/DC 变换器进行了研究。文献[8]提出了对称结构的 CLLC 谐振变换器, 但其增益受负载的影响; 文献[9]提出的 CLLC 双向 DC/DC 变换器, 在能量双向流动时, 可以实现开关器件的 ZVS 和准 ZCS, 但是其额定工作电压较低、额定功率较小, 在高电压和大功率应用场合受到局限。

在电力电子变压器和直流配电网等领域, 由于电压较高、功率较大, 一般采用 ISOS 拓扑进行能量的双向传递^[10]。

本文研究适用于 ISOS 拓扑的双向 DC/DC 变换器, 采用 LLC 谐振实现能量双向流动时开关器件的 ZVS 和准 ZCS, 研究变换器双向传输能量的增益特性和 ISOS 拓扑的均压特性。本文首先描述双向 LLC 谐振变换器的工作波形, 然后采用基波分析法对电路的增益特性进行分析, 将适用于 ISOS 拓扑的电路增益特性及软开关实现条件作为双向 LLC 谐振网络设计的依据, 并对 ISOS 拓扑的均压电路进行分析与设计, 最后研制 2 个 6.25 kW 的变换器, 对本文所提出的设计方法进行验证。

1 双向 LLC 变换器工作分析

双向 LLC 谐振变换器电路原理图如图 1 所示, 其中 IGBT 模块 $Q_1\sim Q_4$ 与 $Q_5\sim Q_8$ 分别构成两个全桥变换, L_{r1} 和 C_{r1} 构成变压器原边 LC 谐振网络, L_{r2} 和 C_{r2} 组成变压器副边 LC 谐振网络, 采用高频隔离变压器 T_R 进行电压变换和电气隔离, L_m 为变压器的励磁电感^[9]。

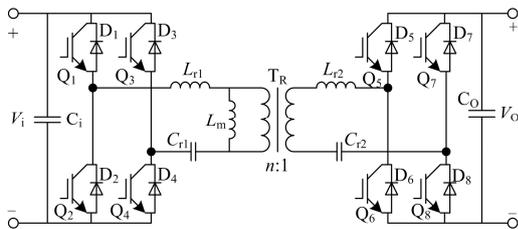


图 1 双向 LLC 电路图

Fig. 1 Topology of bidirectional LLC

正向工作时(能量从 V_i 流向 V_0), Q_1 、 Q_4 与 Q_2 、 Q_3 加占空比为 50% 的互补驱动信号, 实现逆变功能, $Q_5\sim Q_8$ 不加驱动信号, 采用 IGBT 模块的反并联二极管进行整流; 反向工作时(能量从 V_0 流向 V_i), 相对应的 $Q_5\sim Q_8$ 加驱动信号实现逆变, $Q_1\sim Q_4$ 采用反并联二极管整流, 此时可以将高频变压器的励磁

电感等效到变压器副边, 则电路结构和工作过程与正向完全相同。

稳定运行时, 变换器正向传输能量的理论工作波形如图 2 所示, 其中一个开关周期可分为 10 个工作过程, 前半周期的 5 个工作过程和后半周期的 5 个工作过程完全相同。图 2 所示的工作波形图对电路做了如下假设: (1) 为了使分析更清楚, 桥臂的死区时间被放大; (2) 将通过 L_{r1} 的电流分为励磁电感电流 i_{Lm} (无功)、 L_{r1} 与 C_{r1} 的串联谐振电流 i_1 (有功) 两部分; (3) 输出电容较大, 将输出电压等效为一个恒定电压源^[9,11]。

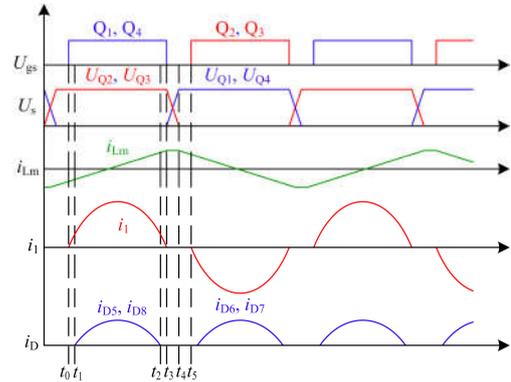


图 2 双向 LLC 工作波形图

Fig. 2 Operation waveforms of bidirectional LLC

图 2 中, U_{gs} 为 IGBT 模块 $Q_1\sim Q_4$ 的驱动波形, U_s 为 IGBT 模块 $Q_1\sim Q_4$ 两端的电压波形, i_D 为通过 $D_5\sim D_8$ 的电流波形。

2 双向 LLC 谐振变换器的增益特性

双向 LLC 谐振变换器可实现能量双向流动, 为了保持变换器双向运行特性的一致性, 设计变压器原边 $L_{r1}C_{r1}$ 谐振与变压器副边 $L_{r2}C_{r2}$ 谐振具有相同的谐振频率, 即 $f_{r1}=f_{r2}$ 。

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{r1} \cdot C_{r1}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{r2} \cdot C_{r2}}} \quad (1)$$

为了提高变换器的效率, 双向 LLC 谐振变换器一般工作在 $L_{r1}C_{r1}$ 谐振频率点附近, 此时变换器传输能量的电流波形近似正弦, 可用基波分量法进行分析^[9,12], 即假设只有开关频率的基波分量才能传输能量, 从而将变换器等效为一个线性网络来分析其输入输出特性。

图 3 所示即为图 1 所示电路正向工作时, 电路的基波分析等效电路图, 设定变压器的变比为 n 比 1, R_{eq} 为耦合到变压器原边的交流等效负载(R_0 为变换器的额定负载)^[13-14]。

$$R_{eq} = 8 \cdot n^2 \cdot R_0 / \pi^2 \quad (2)$$

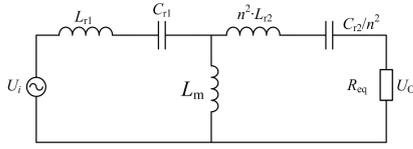


图 3 基波分析等效电路图

Fig. 3 First harmonic approximation of equivalent circuit topology

当谐振网络设计为 $L_{r1}=n^2 \cdot L_{r2}$ 、 $C_{r2}=n^2 \cdot C_{r1}$ 时，能量反向流动时基波等效电路图的 k 值、 Q 值与能量正向流动时相同，因此为了取得能量双向流动时基波等效电路具有相同的增益特性，本文设计的双向 LLC 谐振网络满足 $L_{r1}=n^2 \cdot L_{r2}$ 、 $C_{r2}=n^2 \cdot C_{r1}$ ，此时如图 3 所示基波等效电路图中 $Z_{r1}=Z_{r2}$ 。

ω 为开关角频率，依据图 3 可求得电路的增益为

$$H(j\omega) = \frac{U_o}{U_i} = \frac{Z_m // (Z_{r2} + R_{eq})}{Z_{r1} + Z_m // (Z_{r2} + R_{eq})} \cdot \frac{R_{eq}}{Z_{r2} + R_{eq}} \quad (3)$$

定义 $k = L_m / L_{r1}$ ， $\omega_n = \omega_s / \omega_r$ ；并将品质因数 $Q = \sqrt{L_{r1} / C_{r1}} / R_{eq}$ 代入^[15-16]，可得

$$H(j\omega) = \frac{1}{[1 + \frac{1}{k}(1 - \frac{1}{\omega_n^2})] + j \cdot \frac{Q}{k} \cdot [2k \cdot (\omega_n - \frac{1}{\omega_n}) + \frac{(1 - \omega_n^2)^2}{\omega_n^3}]} \quad (4)$$

可得变换器正向工作时增益的表达式为

$$M(\omega_n) = \|H(j\omega)\| = \frac{1}{\sqrt{[1 + \frac{1}{k}(1 - \frac{1}{\omega_n^2})]^2 + \frac{Q^2}{k^2} \cdot [2k \cdot (\omega_n - \frac{1}{\omega_n}) + \frac{(1 - \omega_n^2)^2}{\omega_n^3}]^2}} \quad (5)$$

由式(5)可知当 $\omega_n=1$ 时，电路的工作频率为 $L_{r1}C_{r1}$ 和 $L_{r2}C_{r2}$ 的谐振频率，此时 Z_{r1} 和 Z_{r2} 均为零， $M(\omega_n)$ 为 1，与 k 、 Q 的取值无关。

不同 k 值、 Q 值的增益曲线如图 4 和图 5 所示，

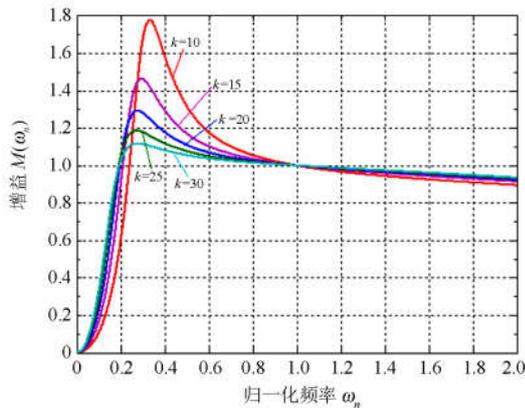


图 4 $Q=0.1$ 时不同 k 值增益曲线

Fig. 4 Normalized gain curves with the variable of k ($Q=0.1$)

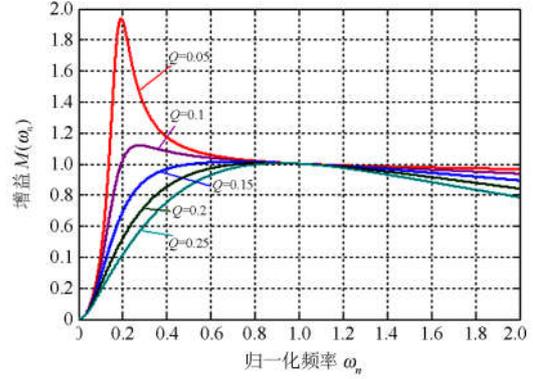


图 5 $k=30$ 时不同 Q 值增益曲线

Fig. 5 Normalized gain curves with the variable of Q ($k=30$)

由图 4 可知当 Q 值确定时， k 值越大变换器的增益曲线越平滑；由图 5 可知当 k 值确定时， Q 值在 0.1 至 0.2 区间时，变换器的增益曲线较平滑。

3 双向 LLC 谐振变换器设计

双向 LLC 变换器的控制方式有定频控制、变频控制、移相控制等，本文研制的双向 LLC 变换器稳定运行时采用开环定频的控制方式。

变换器正向工作或反向工作给母线电容的充电方式，基于移相控制时增益 M 随占空比 D 单调递增的特性，采用移相控制的软启动控制策略^[7]。

3.1 ISOS 拓扑均压分析

ISOS 拓扑由多个双向 LLC 变换器高压侧串联、低压侧串联组成，将双向 LLC 谐振网络等效成一个 2 端口网络，其增益为 M (当电路工作在 $L_{r1}C_{r1}$ 谐振频率附近时，图 3 所示 Z_{r1} 和 Z_{r2} 接近零，2 端口网络中将其忽略)，设定变压器的变比为 1 比 1，则图 6 中谐振网络的增益 M_1 和 M_2 接近于 1。

2 个双向 LLC 谐振变换器组成的 ISOS 拓扑如图 6 所示， $C_1 \sim C_4$ 分别为变换器的母线电容， $R_1 \sim R_4$ 为 4 个均压电阻，设 4 个电阻阻值相等均为 R ，忽略拓扑中的寄生电阻、电感等参数。

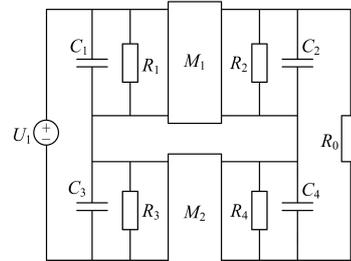


图 6 ISOS 拓扑等效电路

Fig. 6 Equivalent circuit of ISOS

根据前文分析可知单个变换器双向传输能量的

工作过程一致, 由于 2 个变换器组成 ISOS 拓扑结构完全对称, 本文分析拓扑正向工作的情况, 输入侧电源电压为 U_1 , 输出侧额定负载电阻为 R_0 。

$U_{C1}, U_{C2}, U_{C3}, U_{C4}$ 分别为电容 $C_1 \sim C_4$ 上的电压, 其纹波峰峰值本文是按照 1% 的额定电压来设计的, 近似认为这 4 个电压值恒定, 设电容的均压电阻 R 与额定负载电阻 R_0 的比值为 λ , 即 $\lambda=R/R_0$, 根据图 6 可得方程组(6)。

$$\begin{cases} U_{C1} - M_1 \cdot U_{C2} = 0 \\ U_{C3} - M_2 \cdot U_{C4} = 0 \\ U_{C1} + U_{C3} = U_1 \end{cases} \quad (6)$$

图 6 中 2 个 2 端口网络的输出电流分别为

$$\begin{cases} I_{M1} = U_{C2} / R + (U_{C2} + U_{C4}) / R_0 \\ I_{M2} = U_{C4} / R + (U_{C2} + U_{C4}) / R_0 \end{cases} \quad (7)$$

图 6 中电源 U_1 的输出电流为

$$\begin{cases} I_{U1} = U_{C1} / R + I_{M1} / M_1 \\ I_{U1} = U_{C3} / R + I_{M2} / M_2 \end{cases} \quad (8)$$

将式(7)代入式(8)可得方程(9)。

$$\frac{U_{C1}}{R} + \frac{U_{C2}}{M_1 \cdot R} + \frac{U_{C2} + U_{C4}}{M_1 \cdot R_0} = \frac{U_{C3}}{R} + \frac{U_{C4}}{M_2 \cdot R} + \frac{U_{C2} + U_{C4}}{M_2 \cdot R_0} \quad (9)$$

式(9)和方程组(6)组成 1 个方程组, 此方程组有 4 个未知数 U_{C1}, U_{C2}, U_{C3} 和 U_{C4} , 求解此方程组可得

$$\begin{cases} U_{C1} = U_1 \cdot \frac{R_0(M_1^2 + M_1^2 \cdot M_2^2) + R \cdot M_1(M_1 - M_2)}{R_0(M_1^2 + M_2^2 + 2M_1^2 \cdot M_2^2) + R(M_1 - M_2)^2} \\ U_{C3} = U_1 \cdot \frac{R_0(M_2^2 + M_1^2 \cdot M_2^2) + R \cdot M_2(M_2 - M_1)}{R_0(M_1^2 + M_2^2 + 2M_1^2 \cdot M_2^2) + R(M_1 - M_2)^2} \end{cases} \quad (10)$$

由于 U_{C1} 和 U_{C3} 是母线电容电压, 所以 U_{C1} 和 U_{C3} 必然大于零, 由式(10)可知当 M_1 等于 M_2 时, U_{C1} 和 U_{C3} 大于零; 若 M_1 不等于 M_2 , 假设 $M_1 > M_2$, 由式(10)可以得到不等式(11)。

$$R_0(M_2^2 + M_1^2 \cdot M_2^2) + R \cdot M_2(M_2 - M_1) > 0 \quad (11)$$

求解不等式(11)可得到 λ 的限定条件为

$$\frac{M_2(1 + M_1^2)}{M_1 - M_2} > \lambda \quad (12)$$

用方程(10)中 U_{C1} 减去 U_{C3} 并化简可得

$$U_{C1} - U_{C3} = U_1 \cdot \frac{(1 + \lambda)(M_1^2 - M_2^2)}{(M_1^2 + M_2^2 + 2M_1^2 \cdot M_2^2) + \lambda(M_1 - M_2)^2} \quad (13)$$

由式(13)可知, 当 $M_1 = M_2$ 时, U_{C1} 和 U_{C3} 完全相等, C_1 和 C_3 串联的均压效果最好。

由式(12)可知, M_1 和 M_2 的值越接近, λ 的取值可以越大, 则可设计均压电阻 R 的阻值越大, 使得

4 个均压电阻 R 上消耗的能量越小, 电路的效率越高; 由式(13)可知, 当 λ 的值确定时, M_1 和 M_2 的值越接近, U_{C1} 和 U_{C3} 的电压差越小, 系统的均压效果越好。

电路反向工作时, 其分析过程与正向工作时完全相同, 计算结果和结论也相同。

上文的计算和分析可以推广到多个变换器组成的 ISOS 系统, 上文的分析为了简化将 $R_1 \sim R_4$ 电阻值设计为相等的, 实际应用时变压器的变比是 n 比 1, 可以根据能量双向流动时电路两边额定等效负载电阻 R_0 取值的不同, 将均压电阻 R_1, R_3 与 R_2, R_4 设计成不同的阻值。

3.2 高频隔离变压器设计

纳米晶的磁导率较高, 饱和磁通密度较大, 而且在高频条件下损耗较小, 因此本文设计变压器采用纳米晶的磁芯材料^[17]。

在高频工作条件下, 变压器的等效电路(忽略原副边绕组电阻和代表电磁兼容特性的电容)如图 7 所示, L_{m1} 为等效励磁电感, L_1 和 L_2 分别为变压器原副边绕组的漏感, C_1 和 C_2 为变压器原副边分布电容(主要是绕组层与层之间的分布电容)。当电路工作在空载或者轻载时, C_1 和 C_2 对谐振网络的增益有一定影响, 因此设计变压器时要减小 C_1 和 C_2 的值^[17]。

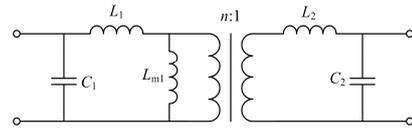


图 7 高频隔离变压器等效电路

Fig. 7 Equivalent circuit of high frequency isolation transformer

高频工作条件下, 电感的等效电路(忽略绕组电阻)如图 8 所示, C 为电感的分布电容。电感如果采用空心电感, 则电感器积较大; 如果选用磁芯电感, 当通过电感的电流小于电感的励磁电流时, 电感感值小于设计的电感感值, 这对在空载和较轻负载情况下变换器的工作特性有一定的影响。

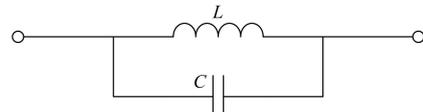


图 8 高频工作条件下电感等效电路

Fig. 8 Equivalent circuit of inductance under the condition of high frequency

考虑体积和绝缘等问题, 本文将变压器两边的谐振电感 L_{r1} 和 L_{r2} 集成到变压器的原边和副边, 与变压器的漏感 L_1 和 L_2 合二为一, 使得电路的分布

参数减小,也可以减小谐振电感的误差,对于电路在全负载范围内的工作稳定性更为有利。

3.3 励磁电感的设计

励磁电感 L_m 是双向 LLC 谐振变换器的关键参数,依据前文的分析,双向 LLC 变换器正常运行时,IGBT 模块的关断电流为励磁电感的峰值电流,如式(14)所示, n 为变压器变比, V_0 为变压器副边电压, f_s 为电路的开关频率,可知如果励磁电感较小会使得励磁电流峰值较大而导致 IGBT 模块的关断损耗增大。

$$i_{lm} = \frac{n \cdot V_0}{4 \cdot L_m \cdot f_s} \quad (14)$$

若励磁电感 L_m 过大,在 IGBT 模块关断后,可能导致在死区时间内无法将同一桥臂另一个 IGBT 模块等效结电容上的电压降为零,从而不能实现该 IGBT 模块的 ZVS。

依据 IGBT 模块的等效结电容 C_s ,采用公式(15)计算 L_m 的最大值,确定变换器双向能量传输均能实现 IGBT 模块的 ZVS, T_s 为开关周期, t_{dead} 为死区时间^[9,13]。

$$L_m < \frac{T_s \cdot t_{dead}}{8C_s} \quad (15)$$

3.4 变换器参数设计

高频隔离变压器采用铁芯的材料为纳米晶,由于制作工艺的局限,导致变压器漏感、励磁电感存在 5%左右误差,谐振电容可采用金属膜电容,其精度较高也有 1%左右的偏差,使得 $L_{r1}C_{r1}$ 和 $L_{r2}C_{r2}$ 的谐振频率也有 3%左右的误差。因此为了确保多个变换器双向传输能量工作的一致性和可靠性,需要在 $0.97f_s$ 至 $1.03f_s$ 范围内,使得谐振网络双向传输能量的增益曲线平滑而且增益接近于 1,依据上文不同 Q 值和 k 值的增益特性,本文取 $Q=0.1, k=30$ 。

设计变换器的额定工作频率为 7.5 kHz,则 $L_{r1}C_{r1}$ 的谐振频率为 7.5 kHz, Q 值和 k 值确定之后,即可计算出谐振网络 L_m, L_{r1}, C_{r1} 的取值。

根据 k, Q 的取值,由式(5)可计算出变换器工作频率为 $0.97f_s$ 和 $1.03f_s$ 时,变换器的增益分别为 1.002 和 0.998,设计变换器串联的不均压度为 5%,根据式(13),取 $M_1=1.002, M_2=0.998$,可求得 $\lambda=24$ 。

4 试验验证

根据本文所提出的设计思路与方法,研制了功率为 6.25 kW 的 2 个双向 LLC 谐振变换器,对上文的理论分析和设计方法进行验证,其他参数设计如表 1 所示,2 个变换器串联之后 1250 V 侧额定负载

为 125 Ω ,则 $125 \times 24=3000 \Omega$,均压电阻 R_1 取 3 k Ω ;同样 250 V 侧均压电阻 R_2 取 480 Ω 。

开关器件采用英飞凌型号为 FF150R12ME3G 的 IGBT 模块,图 9 所示为变换器(单台)实物图。

表 1 单变换器参数表

Table 1 Parameters of bidirectional LLC in this paper

| 参数名称 | 参数值 |
|-------------------|-------------|
| 高压侧直流母线电压 | 625 V DC |
| 低压侧直流母线电压 | 250 V DC |
| 高频隔离变压器变比 | 5:2 |
| 开关频率 f_s | 7.5 kHz |
| 励磁电感 L_m | 9 mH |
| 高压侧变压器漏感 L_{r1} | 301 μ H |
| 高压谐振电容 C_{r1} | 1.5 μ F |
| 低压侧变压器漏感 L_{r2} | 48 μ H |
| 低压谐振电容 C_{r2} | 9 μ F |
| 死区时间 t_{dead} | 3 μ s |
| IGBT 模块结电容 C_s | 约 5 nF |

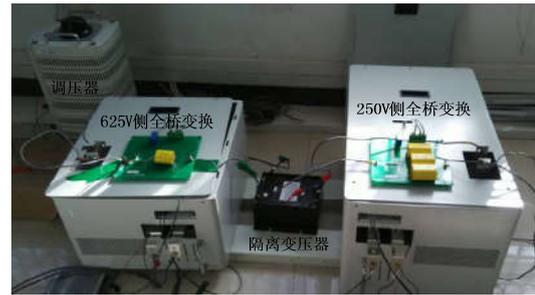
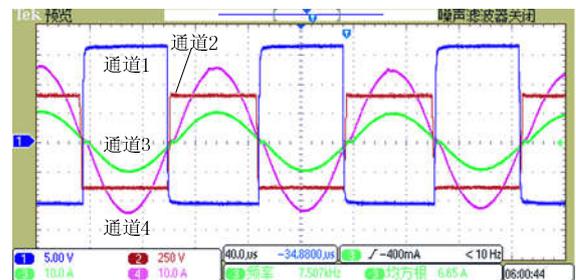


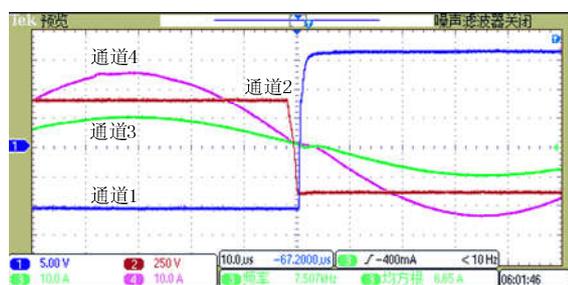
图 9 双向 LLC 变换器实物图

Fig. 9 Physical figure of bidirectional LLC

变换器双向传输能量的 ZCS、ZVS 测试波形如图 10 所示(通道 1 为 IGBT 模块驱动波形,通道 2 为通道 1 对应的 IGBT 模块 C 极和 E 极两端电压波形,通道 3 为高压侧输出电流波形,通道 4 为低压侧输入电流波形),由图 10(a)可知,变换器高低压侧电流波形均为正弦波,即实现了高低压侧开关器件的准 ZCS;由图 10(b)可知,驱动(通道 1)上升沿出现在 IGBT 模块电压下降到零(通道 2)之后约 0.6 μ s,即实现了 IGBT 模块的 ZVS。



(a) 变换器 ZCS 测试波形

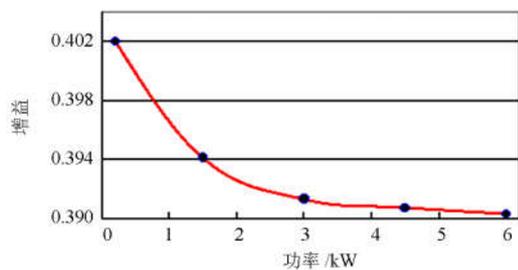


(b) 变换器 ZVS 测试波形

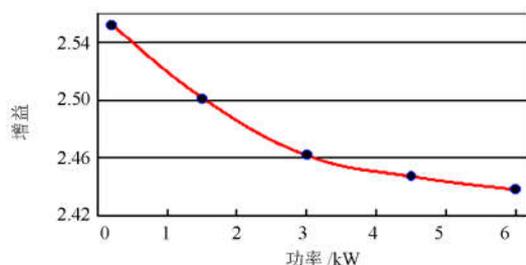
图 10 变换器 ZCS 和 ZVS 测试波形

Fig. 10 Experimental waveforms of ZCS and ZVS under full load

能量双向流动时, 不同负载情况下变换器的增益曲线如图 11 所示, 由图可知变换器的增益随着负载的增大而减小, 是因为负载较轻时, 变换器的 Q 值较小, 如图 5 所示增益曲线, 在同一个工作频率点, 增益随 Q 值的增大而减小, 满载时增益比设计值下降了约 2%。



(a) 能量从高压侧向低压侧流动增益曲线

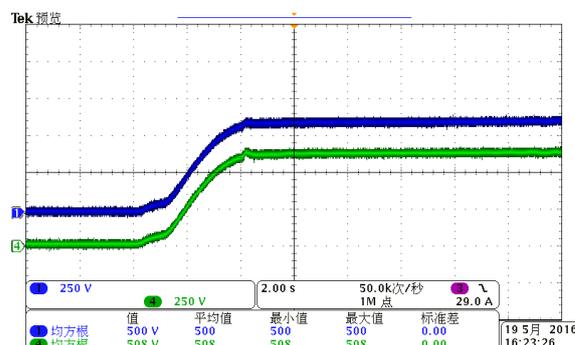


(b) 能量从低压侧向高压侧流动增益曲线

图 11 变换器的增益曲线

Fig. 11 Gain curves of the converter

2 个变换器组成 ISOS 拓扑时, 满载情况下移相启动波形如图 12 所示(从低压侧向高压侧启动), 由图可知在启动过程中, 待充电母线电容上的电压缓慢增加, 充电过程中均压良好; 从高压侧向低压侧启动波形与图 12 相似。稳态时不同负载情况下变换器的均压如表 2 所示, 可知变换器串联之后均压情况满足设计要求, 由于负载增大后, 变换器的增益更平滑, 所以满载时 ISOS 拓扑的均压最好。



(通道 1 变换器 1#待充电母线电容电压测试波形, 通道 4 变换器 2#待充电母线电容电压波形)

图 12 变换器串联满载启动过程均压波形

Fig. 12 Waveform of voltage-sharing of two converters in series in the process of starting

表 2 2 个变换器串联均压情况

Table 2 Voltage-sharing of two transformers in series at different load

| 负载 | 高压侧不均压度/% | 低压侧不均压度/% |
|--------|-----------|-----------|
| 空载 | 2.21 | 2.13 |
| 1/4 负载 | 1.74 | 1.82 |
| 1/2 负载 | 1.68 | 1.75 |
| 3/4 负载 | 1.65 | 1.70 |
| 满载 | 1.63 | 1.69 |

5 结论

针对适用于 ISOS 拓扑的双向 DC/DC 变换器, 可采用双向 LLC 实现变换器能量双向流动时开关器件的 ZVS 和准 ZCS。由于高频隔离变压器的漏感和谐振电容容值存在一定误差, 本文根据变换器的增益曲线, 选择合适的 k 值和 Q 值来设计双向 LLC 的谐振网络, 来实现多个变换器工作的一致性。本文研制的 DC/DC 变换器具有以下优点: (1) 能量双向流动时, 能够实现 IGBT 模块的 ZVS、准 ZCS 和整流二级管的 ZCS; (2) 在额定工作频率点, 变换器在不同负载情况下, 增益接近于 1, 满载时实测增益比设计增益约偏小 2%; (3) 变换器的稳态串联不均压度小于 3%, 可根据需要设计不同数量的变换器串联。由于均压电阻持续消耗能量, 变换器也存在均压电阻导致其效率较低的优点, 另一方面变换器的开关频率和额定功率有待提高。

参考文献

- [1] 李子欣, 王平, 楚遵方, 等. 面向中高压智能配电网的电力电子变压器研究[J]. 电网技术, 2013, 37(9): 2592-2601.
LI Zixin, WANG Ping, CHU Zunfang, et al. Research on medium-and high-voltage smart distribution grid oriented

- power electronic transformer[J]. Power System Technology, 2013, 37(9): 2592-2601.
- [2] 荣德生, 代雨晴, 赵君君, 等. 基于 R-S-T 控制的复合电源双向 DC/DC 变换器设计[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(7): 132-137.
RONG Desheng, DAI Yuqing, ZHAO Junjun, et al. Design of hybrid power bi-directional DC/DC converters based on R-S-T control strategy[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(7): 132-137.
- [3] 张宏俊, 吴越文, 陈卓, 等. 交直流配电网接纳分布式电源的实时仿真研究[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(15): 80-85.
ZHANG Hongjun, WU Yuewen, CHEN Zhuo, et al. Real-time simulation of AC and DC distribution network to receive distributed generations[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(15): 80-85.
- [4] 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 Haibing, WANG Wanbao, SUN Wenjin, et al. Optimal efficiency design of LLC resonant converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(18): 48-56.
- [5] 许正平, 李俊. 双向全桥 DC-DC 变换器高效能控制研究与实现[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(2): 140-146.
XU Zhengping, LI Jun. Research and implementation of bidirectional full bridge DC-DC converter with high-efficiency control[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(2): 140-146.
- [6] 赵晋斌, 刘金彪, 梁晓霞, 等. 一种新型交错式反激变换器分析与设计[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(18): 129-137.
ZHAO Jinbin, LIU Jimbiao, LIANG Xiaoxia, et al. Analysis and design of a new interleaved flyback converter[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(18): 129-137.
- [7] 陈启超, 王建曠, 纪延超. 双向 LLC 谐振型直流变压器的软启动及功率换向控制[J]. 电工技术学报, 2014, 29(8): 180-186.
CHEN Qichao, WANG Jianze, JI Yanchao. Control scheme of bidirectional LLC resonant DC-DC transformer for soft start and power conversion[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(8): 180-186.
- [8] JUNG J H, KIM H S, RYY 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.
- [9] 陈启超, 纪延超, 王建曠. 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): 2899-2905.
CHEN Qichao, JI Yanchao, WANG Jianze. Analysis and design of bidirectional CLLC resonant DC-DC transformers[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(18): 2899-2905.
- [10] 魏晓光, 王新颖, 高冲, 等. 用于直流电网的高压大容量 DC/DC 变换器拓扑研究[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(增刊): 218-224.
WEI Xiaoguang, WANG Xinying, GAO Chong, et al. Topologies research of high voltage and high power DC/DC converters used in DC grids[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(S): 218-224.
- [11] 罗清璟, 杨贺雅, 顾云杰, 等. 具有自主均压能力的混合型 LLC 谐振变换器研究[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(2): 451-457.
LUO Qingjing, YANG Heya, GU Yunjie, et al. Hybrid LLC converter with input voltage auto-balance ability[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(2): 451-457.
- [12] 马皓, 祁丰. 一种改进的 LLC 变换器谐振网络参数设计方法[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(33): 6-11.
MA Hao, QI Feng. An improved design method for resonant tank parameters of LLC resonant converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(33): 6-11.
- [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 verification on resonant soft switching DC-DC transformer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(10): 163-169.
- [14] LEE I O, MOON G W. The k-Q analysis for an LLC series resonant converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 29(1): 13-16.
- [15] 蔡莹莹, 王聪, 王艳秋. 一种高频隔离 LLC 谐振双向直流变换器的实现[J]. 电力电子技术, 2014, 48(6): 51-52.
CAI Yingying, WANG Cong, WANG Yanqiu. Realization of a bi-directional LLC resonant DC/DC converter[J]. Power Electronics, 2014, 48(6): 51-52.
- [16] FU D B, LIU Y, FRED L C, et al. A novel driving scheme for synchronous rectifiers in LLC resonant converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(5): 1321-1329.
- [17] 赵争菡. 电力电子变压器中高频变压器磁芯和绕组特性的研究[D]. 天津: 河北工业大学, 2014.
ZHAO Zhenghan. Research on high-frequency transformer's magnetic core and winding characteristic in power electronic transformer[J]. Tianjin: Hebei University of Technology, 2014.

收稿日期: 2016-07-26; 修回日期: 2016-10-24

作者简介:

辛德锋(1987—), 男, 硕士, 研究方向高压双向 DC/DC 变换器、光伏并网逆变器; E-mail: defendxin@163.com

安 昱(1982—), 男, 工程师, 主要研究方向为新能源、直流电网。E-mail: 2302241964@qq.com

(编辑 周金梅)