

变流与控制

级联型电力电子变压器高频模块设计

罗剑波, 范 伟, 彭 凯, 刘华东
(中车株洲所电气技术与材料工程研究院, 湖南 株洲 412001)

摘 要: 基于高压电力电子变压器主电路拓扑结构原理的对比分析, 提出一款应用于高压级联型电力电子变压器的高频模块, 并针对其 LLC 的增益特性和 ZVS 实现的必要条件完成了模块的电气设计。通过试验验证了电路设计参数的准确性, 同时依据 IGBT 开关过程对高频模块 DC-DC 侧进行了损耗分析, 由于开通过程无损耗, 变换器效率得以提高。

关键词: 电子电子变压器; 高频高压; 级联; 主电路拓扑

中图分类号: TM464 文献标识码: A 文章编号: 2095-3631(2017)06-0029-05
doi:10.13889/j.issn.2095-3631.2017.06.006

Design of High-frequency Module for Cascaded Power Electronic Transformer

LUO Jianbo, FAN Wei, PENG Kai, LIU Huadong
(CRRC ZIC Research Institute of Electrical Technology & Material Engineering, Zhuzhou, Hunan 412001, China)

Abstract: Based on the principle analyses and comparison of the main circuit topologies of high voltage power electronic transformer(PET), a high-frequency module for high-voltage cascaded PET was proposed. Electrical design of the module was finished for its LLC gain characteristics and the necessary conditions to achieve ZVS. Accuracy of the circuit design parameters was verified by test and loss analysis was performed in the DC-DC side of the high-frequency module based on IGBT switching process. The efficiency of the DC-DC converter is improved due to no loss of its turn-on process.

Keywords: power electronic transformer(PET); high-frequency and high-voltage; cascade; main circuit topology

0 引言

电子电力变压器 (PET) 利用电力电子变换器和高频变压器实现电能的传输, 前者完成了输入侧交流信号和输出侧交流信号的升、降频功能, 能实现对谐波、相位、频率等参数的控制; 后者用来实现输入、输出侧的隔离, 随着应用频率的提高, 变压器铁心材料的利用率得到提升, 进而降低了变压器的体积^[1-2]。

本文以一种级联型 PET 高频模块拓扑为例, 重点阐述了利用 LLC 拓扑确定谐振电路参数的过程, 分析了模块支撑电容纹波电流值, 并在软开关测试波形的基础上计算了模块样机的损耗, 验证了模块设计的效果。

收稿日期: 2017-06-18
作者简介: 罗剑波 (1987-), 男, 工程师, 从事变流器应用技术工作。
基金项目: 国家重点研发计划 (2017YFB1200900)

1 级联型 PET 拓扑结构

依据其是否存在中间直流环节, PET 拓扑可分为 AC-AC 变换和 AC-DC-AC 变换两种^[3-4], 如图 1 和图 2 所示。AC-AC 型 PET 输入的交流信号经调制后通过高

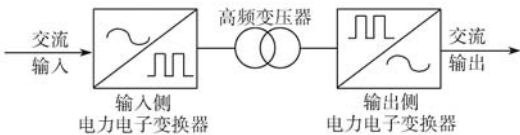


图 1 AC-AC 型 PET 拓扑原理图
Fig. 1 Schematic diagram of AC-AC PET

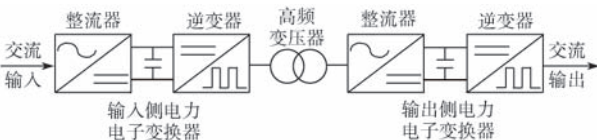


图 2 AC-DC-AC 型 PET 原理图
Fig. 2 Schematic diagram of AC-DC-AC PET

频变压器耦合到输出侧，输出侧电力电子变换器将耦合后的信号进行解调还原；输入侧调制和输出侧解调同步进行，产生所需频率的交流信号。AC-DC-AC 型 PET 的工作原理：整流器将一定频率的交流输入变换为直流；逆变电路将直流调制成高频方波后输入到高频变压器的一次侧，高频方波通过高频变压器耦合到二次侧绕组，经整流、逆变后得到还原。

当 PET 主电路采用 AC-DC-AC 拓扑时，由于前级电压过高，高压侧需要用电压等级较高的元器件进行串联，这种方案技术难度大且成本高；而主电路采用模块级联的方式可以解决这一难题。图 3 为一种三阶式级联型 PET，它由输入级（高压级）、隔离级和输出级（低压级）组成。这种输入级采用多级功率模块串联的结构，高压侧输入电压被均分到每一模块上，因此单个功率模块所承受的电压大大减小且各模块内部的元器件不必串联。高压侧各模块为单位功率因数整流器，交流输入通过该级变换为直流，直流经调制转化为高频方波信号后进入高频变压器，该信号通过隔离级转化再进行整流后又还原为直流，输出级将直流波形逆变为所需的工频信号。这样，通过对逆变部分的调节控制可实现输出频率和电压的调节。

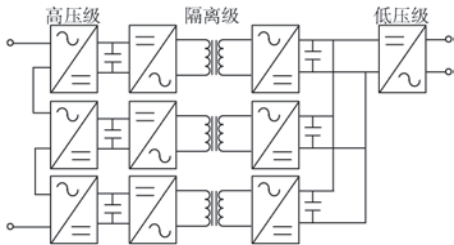


图 3 级联型电力电子变压器结构图
Fig. 3 Structure diagram of a cascaded PET

采用级联式拓扑结构的 PET 具有如下优点：

- （1）系统功率可实现双向流动，既可用作降压变压器，也可用作升压变压器；
- （2）当低压侧或者高压侧系统发生三相不平衡时，另一侧系统仍可保持原有的平衡状态。
- （3）由于采用多模块级联多电平技术，PET 具有良好的输入、输出特性，且由于采用相同的功率模块进行串联，因而具有良好的扩展性，可用于高电压输入工况且便于维护。

2 级联型 PET 高频模块的设计

某 PET 用高频模块的主电路拓扑如图 4，分为 PFC 及 LLC 两部分，其中， Q_{1-1} 、 Q_{1-2} 、 Q_{1-3} 和 Q_{1-4} 为 PFC 整流开关管， Q_{2-1} 、 Q_{2-2} 、 Q_{2-3} 和 Q_{2-4} 为 LLC 高频侧的开关管， Q_{3-1} 、 Q_{3-2} 、 Q_{3-3} 及 Q_{3-4} 为变压器二次侧开关

管， C_d 为 PFC 的电容器， C_o 为 LLC 输出电容器， T_1 为高频变压器， L_s 为谐振电感， L_m 为励磁电感， C_r 为谐振电容器。此高频模块技术要求见表 1，其 LLC 整流部分采用电压等级为 6 500 V 的 IGBT，型号为英飞凌 FZ250R65KE3，可以实现能量的双向传输。下面通过分析 LLC 电路原理，依据其实现 ZVS（零电压开关）的基本条件对主电路参数进行设计，同时测试了其软开关波形，对 PFC 支撑电容器纹波电流进行频谱分析，并依据 IGBT 的开关过程计算开关损耗。

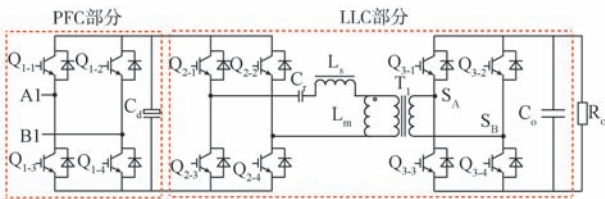


图 4 高频模块的主电路拓扑
Fig. 4 Circuit topology of the high-frequency module

表 1 高频模块的技术参数
Tab. 1 Parameters of the high-frequency module

参数	数值
额定输出功率 P_o / kW	150
高压侧输入电压 V_{in} / V	DC 3 600
高压侧输入电流有效值 I_a / A	50
低压侧输出电压 V_{out} / V	DC 1 800
级联侧 IGBT 开关频率 f_i / Hz	350
DC-DC 高压侧 IGBT 开关频率 f_s / Hz	1 850

2.1 LLC 电路工作原理

LLC 全桥谐振等效电路如图 5 所示，其中 n 为变压器变比， R_{ac} 为输出级等效电阻。

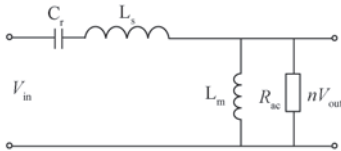


图 5 LLC 全桥谐振电路简化电路
Fig. 5 Simplified LLC resonant bridge circuit

该等效电路的传递函数^[5-6]为

$$M(f_n, \lambda, Q) = \frac{nV_{out}}{V_{in}} = \left| \frac{\frac{j\omega L_m n^2 Z_o}{j\omega L_m + n^2 Z_o}}{\frac{1}{j\omega C_r} + j\omega L_s + \frac{j\omega L_m n^2 Z_o}{j\omega L_m + n^2 Z_o}} \right|$$

(1)

式中： f_n ——DC-DC 高压侧开关频率 f_s 与第一谐振频率 f_{r1} 之比， $\frac{f_s}{f_{r1}}$ ，其中 $f_{r1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_r}}$ ； λ ——谐振电感与变压器漏感比， $\lambda = \frac{L_s}{L_m}$ ； Q ——品质因数， $Q = \frac{Z_o P_o}{n^2 V_{out}^2}$ ，其中 Z_o 为输出特征阻抗值且 $Z_o = \sqrt{\frac{L_s}{C_r}} = 2\pi f_{r1} L_s = \frac{1}{2\pi f_{r1} C_r}$ （ f_i 为谐

振频率)。

将 f_n, λ 和 Q 代入式 (1) 中进行化简, 可以得出

$$M(f_n, \lambda, Q) = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \lambda - \frac{\lambda}{f_n^2}\right)^2 + Q^2 \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)^2}} \quad (2)$$

利用 MATHCAD 软件绘制出 LLC 的增益曲线 (图 6)。根据 LLC 谐振变换直流特性的不同工作模式, LLC 的增益曲线分为 3 个工作区: 容性工作区 (黄色部分), 感性工作区 (蓝色部分) 和边界工作区 (黑色粗体虚线)。

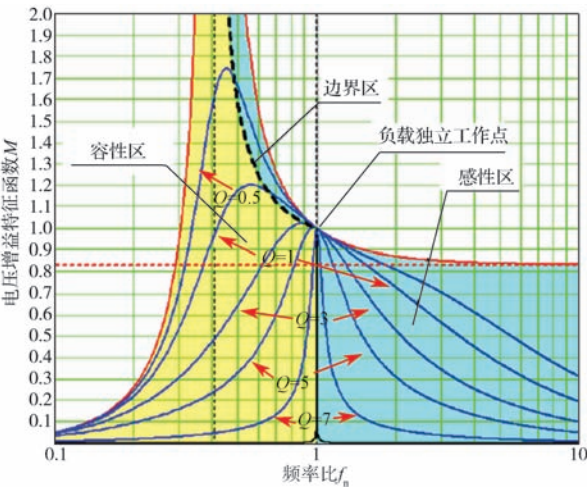


图 6 LLC 谐振电路增益图
Fig. 6 Conversion ratio of LLC resonant bridge converter

从图 6 可以看出, 电路工作于感性区域时, $f_n > 1$ (即 $f_s > f_{r1}$); 电路工作在容性区域时, $f_n < 1$ (即 $f_s < f_{r1}$); 而电路所工作的边界区域属于容性还是感性取决于负载情况。由于 LLC 电路工作在容性区域会引起环路不稳定, 因此应尽量避免电路工作在该区域 (f_s 接近 f_{r2})。由图 6 还可知, LLC 谐振电路具有一个负载独立工作点, 即所有 Q 曲线都会经过这点, 此时各曲线的电压增益特征函数 M 值完全相同。电路在负载独立工作点上的工作频率和增益不受负载变化影响。负载独立工作点出现于理想电压增益曲线的感性工作区部分, 此时谐振电流滞后于输入电压, 这是 LLC 全桥谐振电路中 IGBT 实现零电压开通的必要条件^[7-8]。

另外, 为了满足增益需求, 电路通过调整频率来调整输出电压, 如提高频率以响应输出功率降低的需求, 或者通过提高输入直流电压实现电路工作于轻载模式。但输入直流电压范围拓宽后, 其开关频率范围也变宽, 此时 LLC 谐振电路将很难实现增益指标, 这也是 LLC 谐振电路的一个主要缺点。但本文所讨论的高频模块电路 LLC 直流输入为 PFC 整流输出, 输入电压范围较小, 这样增益较容易实现。

2.2 LLC 电路实现 ZVS 的条件

LLC 全桥谐振电路工作在感性区域只是 IGBT 实现零电压开通的必要条件而非充分条件。若 IGBT 无论在满载还是空载时都实现了零电压开通, 则 IGBT 电流始终滞后于电压。利用 LLC 电路的特性, 令 IGBT 的输出电容和寄生电容上的电压在 IGBT 开通前充分放电以实现零电压开通, 即需要保证 IGBT 开通时谐振电流在死区时间内放电且未换向, 这就是实现 ZVS 的基本条件^[8]。对于 LLC 谐振电路来说, 需要被放电的等效电容 C_{total} 值为

$$C_{total} = 2C_{oss} + C_{parasitical} \quad (3)$$

式中: C_{oss} ——IGBT 等效输出电容; $C_{parasitical}$ ——吸收电容。

由于 IGBT 上并没有加吸收电路, 因此 $C_{parasitical}$ 的值为零, 则 $C_{total} = C_{oss}$, 所以最小的放电电流需满足以下要求:

$$\sqrt{2} \times I_r \times \sin \theta \times t_{dead} \geq 2 \times C_{oss} \times V_{in} \quad (4)$$

式中: I_r ——谐振电流有效值; t_{dead} ——IGBT 的死区时间; θ ——实现 ZVS 时电流滞后于电压的理想角度。

通过控制系统中 CPLD 分频, 使得同一桥臂上下两管的死区时间为 30 μs 。因为输入电压 V_{in} 为一个矩形波, 假设 I_r 是理想的正弦波形, 则谐振电压 V_r 为

$$V_r = \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_{in} \quad (5)$$

可以得出谐振电路输入功率 P_{in} :

$$P_{in} = V_r I_r \cos \theta \quad (6)$$

将式 (5) 代入式 (6), 可得

$$I_r = \frac{P_{in}}{\frac{\sqrt{2}}{\pi} V_{in} \cos \theta} \quad (7)$$

根据式 (4) 和式 (7) 可推导出全桥谐振电路零电压开通条件为

$$\tan \theta \geq \frac{2C_{oss} V_{in}^2}{\pi t_{dead} P_{in}} \quad (8)$$

2.3 高频模块谐振电路参数计算

根据表 1 的数据, 可计算出高频隔离变压器变比

$$n = \frac{V_{in}}{V_{out}} = \frac{3\,600}{1\,800} = 2; \text{ 输出 / 输入电压比的最小值、最大值和中间值分别为 } M_{\min} = \frac{V_{out} \times n}{V_{in \max}} = \frac{1\,800 \times 2}{3\,700} = 0.972,$$

$$M_{\max} = \frac{V_{out} \times n}{V_{in \min}} = \frac{1\,800 \times 2}{3\,500} = 1.02, M_{\text{nom}} = \frac{V_{out} \times n}{V_{in \text{nom}}} = \frac{1\,800 \times 2}{3\,600} = 1。$$

谐振电路参数的计算如下:

(1) 励磁电感量 L_m

谐振频率 f_r 值一般设置为开关频率的1.2倍,即 $f_r=1.2\times f_s=2\,220\text{ Hz}$;放电的电容值为 $2\times C_{oss}$,通过查询英飞凌FZ250R65KE3 IGBT的结电容可知

$$2\times C_{oss}=2\times 10\times 10^{-9}=2\times 10\times 10^{-9}=2\times 10^{-8}\text{ F}$$

设置死区时间 t_{dead} 为 $20\text{ }\mu\text{s}$,则励磁电感量 L_m 的值为

$$L_m=\frac{t_{dead}}{8\times f_r\times 2\times C_{oss}}=\frac{20\times 10^{-6}}{8\times 2\,220\times 2\times 10^{-8}}=28\times 10^{-3}\text{ H}$$

(2) 谐振电感 L_r 的选择

等效负载 R_{Ld} 为

$$R_{Ld}=\frac{V_{out}^2}{P_o}=\frac{1\,800^2}{150\,000}=21.6\text{ }\Omega$$

品质因数 Q 的表达式为

$$Q=\frac{L_m\times\omega_r}{\lambda\times n^2\times R_{Ld}}$$

将 Q 表达式代入式(2),同时代入 M_{max} 和 M_{nom} 值,

联立 λ 方程式,最终求出 $\lambda=60$,则 $L_r=\frac{L_m}{\lambda}=453\times 10^{-6}\text{ H}$,最终需要选择 L_r 的值为 0.456 mH 。

(3) 谐振电容的选择

$$C_r=\frac{1}{L_r\times\omega_r^2}=1.14\times 10^{-5}\text{ F}$$

选择谐振电容的值为 $12\text{ }\mu\text{F}$ 。

3 实验测试

3.1 软开关波形的测试

搭建如图4拓扑结构的试验平台,测试出相应的波形如图7所示。

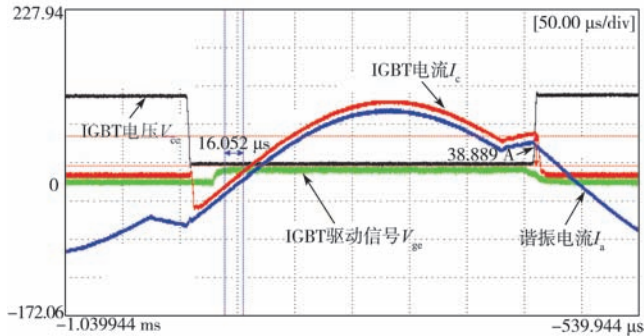


图7 LLC谐振电路测试波形

Fig. 7 Test waveforms of LLC resonant circuit

从图7可看出,IGBT驱动信号在谐振电流反向前 $16.052\text{ }\mu\text{s}$ 时已开通,此时IGBT端电压值为 0 V ,IGBT端电压超前于IGBT电流,整个LLC工作在感性区域,充分验证了本文所选的谐振参数满足设计要求。

3.2 高频模块PFC支撑电容纹波电流测试

下面分空载和满载两种工况来测试高压模块侧的支撑电容器电流,并对测试波形进行频谱分析以判断支撑

电容器纹波电流来源。空载运行条件下,DC-DC侧未启动,仅有整流输入;满载工况时,DC-DC软开关完全开启。设备空载运行时的支撑电容器纹波电流及其频谱分析如图8所示;而系统处于满载运行时的支撑电容纹波电流及其频谱分析如图9所示;各频次的纹波电流分量分别如表2和表3所示。

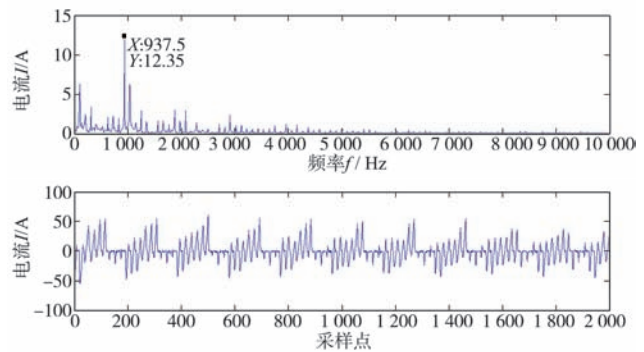


图8 空载工况下高压模块电容器电流频谱分析图

Fig. 8 Frequency spectrum of the capacitor current for high voltage module under no-load condition

表2 空载时电容器电流纹波有效值

Tab. 2 RMS ripple current values of the capacitor under no-load condition

频率/Hz	电容电流幅值/A
107.4 (整流侧电源输入频率二倍频)	6.273
937.5 (整流侧开关频率二倍频)	12.35

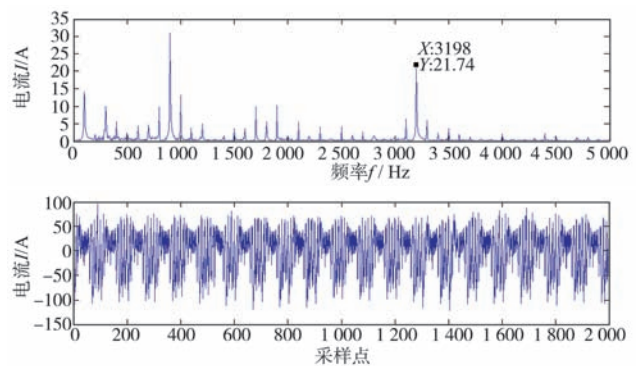


图9 满载工况(150 kW)下高压模块电容器电流频谱分析图

Fig. 9 Frequency spectrum of the capacitor current for high voltage module under full-load condition

表3 满载时各频率下电容器电流纹波有效值

Tab. 3 RMS ripple current values of the capacitor under full-load condition

频率/Hz	电流幅值/A
97.6 (整流侧电源输入频率二倍频)	15
300	9.99
800	9
898.4 (整流侧电源开关频率二倍频)	30
1 000	13
1 899	10.24
3 198 (DC-DC开关频率二倍频)	21.74

由表2、表3可知,空载时电容器纹波电流有效值为 14.38 A ,满载条件下高压模块支撑电容纹波电流有

效值为 43 A；而支撑电容器纹波电流的设计值为 100 A，满足模块工作在空载和满载的需求。同时可知，空载工况下，支撑电容器纹波电流值的主要来源仅为整流侧电源输入频率的二倍频及整流侧开关频率的二倍频；在负载条件下，支撑电容器纹波电流值的主要来源除了空载时的分量之外，还存在 DC-DC 开关频率的二倍频。

3.3 高频 DC-DC 变换器的损耗测试

DC-DC 工作在 ZVS 模式，开通损耗为零，因此认为 DC-DC 变换器的开关损耗就是关断损耗 $P_{off}^{[9]}$ 。IGBT 关断时测试的电流 I_a 和电压 V_{ce} 波形如图 10 所示，通过分析测试波形图可以发现，IGBT 关断电流 I_{poff} 关断时间 $T_{loffoff}$ 的值为 7.312 μs ，IGBT 关断电压上升时间 $T_{voffrise}$ 值为 3.108 μs 。

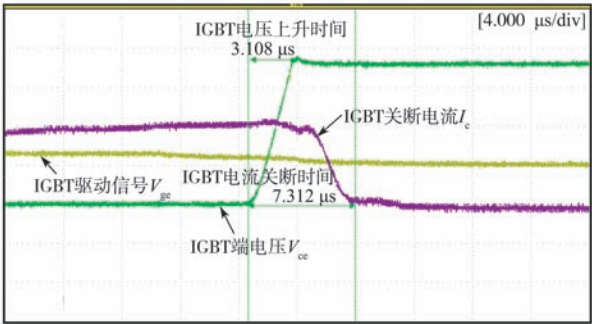


图 10 IGBT 关断时的电流、电压波形
Fig. 10 Current and voltage waveforms of IGBT at the stage of turning-off

软开关关断电流 $I_{poff} = \frac{n \times V_{out} \times 0.5}{f_i \times L_{in} \times 2} = 33.857 A$ 。由于变压器励磁电感偏磁的影响，励磁电流会有一定的尖峰，因此 IGBT 关断电流测试的实际值约为 35 A。

则单个 IGBT 的开关损耗 P_{off} 值为
$$P_{off} = f_s \times \int_0^{T_{loffoff}} V_{in} \times \frac{t}{T_{voffrise}} \times I_{poff} \left(1 - \frac{t}{T_{loffoff}} \right) dt = 761.46 W$$

谐振电流 $i_p(t) = I_{peak} \times \sin(2\pi f_i t)$ ，其中 I_{peak} 是通过波形测试得出的输入侧电流峰值，为 74 A。在一个开关周期内， $i_p(t)$ 值为零的点即为导通、截止的点。令 $i_p(t)$ 的值为零，即可求出导通时间 $t_{con} = 2.342 \times 10^{-4} s$ 。

一个周期内 IGBT 导通电流有效值 $I_{mosrms} =$
$$I_{mosrms} = \sqrt{f_s \times \int_0^{t_{con}} i_p(t)^2 dt} = 37.054 A$$
。通过查询 IGBT 器件手册可知其导通电阻值 $R_{ds} = 0.032 \Omega$ ，则 IGBT 的导通损耗 $P_{con} = I_{mosrms}^2 \times R_{ds} = 43.936 W$ 。

LLC 谐振电路的特点是输入侧的 IGBT 零电压开通，且由主电路换流路径可知，IGBT 的反并联二极管在死区时间内小电流开通。通过查阅 IGBT 器件手册可

知：二极管反向恢复电荷 $Q_{rr} = 540 \times 10^{-6} C$ ，二极管的导通电压 $V_{sd} = 1.2 V$ 。因此，IGBT 反并联二极管损耗

$$P_{diode} = f_s \times Q_{rr} \times V_{sd} + V_{sd} \times I_{poff} \times \frac{1}{2} \times T_{dead} \times f_s = 2.36 W$$
，则单个 IGBT 的损耗值 $P_{IGBT} = P_{off} + P_{con} + P_{diode} = 808 W$ 。

由损耗计算结果可知，由于 LLC 电路采用 ZVS 开通及小电流关断，DC-DC 变换器开通损耗值为零，较传统硬开关电路减少了开关损耗，变换器能量传输效率可以得到提高^[8]。

4 结语

电力电子变压器采用 AC-DC-AC 级联拓扑电路时，可以应用于高电压输入工况，输出特性良好，整体结构扩展方便，易于维护。本文详细论述了级联型电力电子变压器的高频模块主电路的设计，并验证了其 LLC 电路拓扑由于采用软开关实现了开通零损耗，同时 DC-DC 变换器的支撑电容器纹波含量低。该高频模块设计方法实用性强，可供工程技术人员直接使用，但今后还需要通过长期温升考核实验来进一步验证该方法的准确性。

参考文献：

[1] 刘海波, 毛承雄, 陆继明, 等. 电子电力变压器储能系统及其最优控制 [J]. 电工技术学报, 2010, 25(3): 54-60.
LIU H B, MAO C X, LU J M, et al. Energy Storage System of Electronic Power Transformer and Its Optimal Control [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 25(3): 54-60.
[2] 邓湘鄂, 王弋飞, 宁大龙. 基于 AC/DC/AC 型电力电子变压器的电能质量改善研究 [J]. 大功率变流技术, 2016(3): 27-31.
DENG X E, WANG Y F, NING D L, et al. Research on the Power Quality Improvement Using AC/DC/AC Type Power Electronic Transformer [J]. High Power Converter Technology, 2016(3): 27-31.
[3] 何金平. 自平衡电力电子变压器试验系统的研制 [D]. 武汉: 华中科技大学, 2007.
[4] 刘礼华. 基于级联 H 桥多电平变流器的电力电子变压器研究 [D]. 长沙: 中南大学, 2007.
[5] 李冬. 基于 Boost 变换器的宽输入电压范围功率因数校正技术的研究 [D]. 南京: 南京航空航天大学, 2006.
[6] 潘志杰. 混合控制全桥 LLC 谐振变换器的优化设计 [D]. 南京: 南京航空航天大学, 2013.
[7] 范洪峰, 杨益平, 吕征宇. LLC 谐振变换器与不对称半桥变换器的对比 [J]. 电源技术应用, 2004(12): 719-722.
[8] BIFARETTI S, ZANCHETTA P, WATSON A, et al. Advanced power electronic conversion and control system for universal and flexible power management [J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2011, 2(2): 231-243.
[9] DUJIC D, STEINKE G K, BELLINI M, et al. Characterization of 6.5 kV IGBTs for High-Power Medium-Frequency Soft-Switched Applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(2): 906-919.