

大变比LLC谐振变换器的矩阵式 变压器优化设计

林志杰, 董纪清

福州大学电气工程与自动化学院, 福州 350108

摘要: 本文介绍了矩阵式变压器的工作及集成原理, 设计了LLC谐振变换器的变压器并进行了损耗分析, 通过绕组原副边电流进行傅里叶分解, 利用一维Dowell模型对两种不同矩阵式变压器结构的损耗进行理论计算, 并对两种结构变压器的端头接线损耗进行了分析, 最后与仿真软件Ansys在涡流场下的仿真结果进行对比, 根据变压器总损耗最低的目标确定了最优的变压器结构。

关键词: LLC谐振变换器, 矩阵式变压器, 绕组损耗

Design of Matrix Transformer on LLC Resonant Converter with High Turn Ratio

LIN Zhijie, DONG Jiqing

College of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University, Fuzhou 350108

Abstract: In this paper, the operation and integration principle of matrix transformer was introduced, the transformer of LLC resonant converter was designed and the loss was analyzed. Through Fourier decomposition of primary and secondary current of winding, the loss of two different matrix transformer structures is calculated by using Dowell one-dimensional model, and the terminal connection loss of the two types of transformer is analyzed. The simulation results of real software ANSYS under eddy current field are compared, and the optimal transformer structure is determined according to the goal of minimizing the total loss of transformer.

Keywords: LLC resonant converter, matrix transformer, winding loss

1 引言

效率和功率密度是功率变换器的两大要素。LLC谐振变换器由于具有零至满负荷范围内的零电压开关能力和同步整流装置的零电流开关等优点, 是高功率密度、高效率dc-dc的理想转换器。高开关频率提高了功率密度, 同时也带来了高开关损耗和高磁元件损耗。新兴的GaN器

件为减小开关损耗提供可能^[1], 因此, 磁元件的损耗就成为制约开关变换器损耗的关键影响因素。

当LLC谐振变换器的输出侧为大电流时, 为降低电流应力可以采用矩阵式变压器的方案, 通过变压器原边串联副边并联的方式实现每个变压器子模块的副边均流^[2]。在高频场合下LLC变压器的绕组损耗与直流损耗的计算方式

科研项目: 晋江市福大科教园区发展中心科研项目No.2019-JJFDKY-45

基金项目: 福建省自然科学基金项目(2018J01756)

不同。直流电阻只与导线的材质、长度以及横截面积有关；而交流电阻与绕组的布置、线宽、频率等因素有关。由于使用 PCB 绕组的平面变压器的绕组长宽比很大，符合 Dowell 一维模型情况，所以可以利用该模型对矩阵式变压器的 PCB 绕组损耗进行理论计算。本文设计了应用于大变比 LLC 谐振变换器的矩阵式变压器，对变压器绕组原副边电流进行傅里叶分解，利用 Dowell 一维模型对两种不同矩阵式变压器结构的损耗进行理论计算，并与仿真软件 Ansys 在涡流场下的 Maxwell2D 和 Maxwell3D 的仿真结果进行对比，最后确定了变换器的最优结构。

2 LLC 矩阵式变压器

2.1 矩阵式变压器的概念

矩阵式变压器是由一系列变压器单元通过互连接线形成的变压器结构，可用于将大的绕组电流均匀地分配到不同的变压器单元结构上。本文设计了一个大变比 LLC 谐振变换器，输入电压 380V，输出电压 3V。为实现大变压比的同时降低副边电流应力，变压器采用矩阵式变压器，其电路拓扑如图 1 所示，每个变压器子模块原边由 16 匝串联，带有中心抽头的副边通过同步整流管 SRs 后再并联，实现各模块的原边串联副边并联，2 个 16:1:1 变压器子模块对外等效成一个 32:1:1 的变压器结构，共有 4 个变压器子模块，对外等效电压总变比为 64:1:1，对外等效总漏感为各变压器子模块漏感之和，对外等效总励磁电感为各变压器子模块的励磁电感之和。

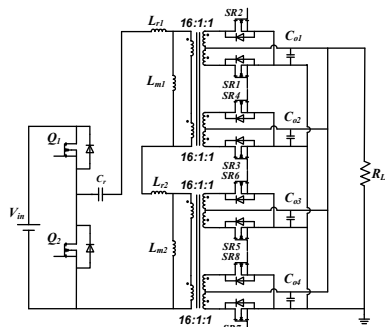


图 1 基于矩阵式变压器的半桥 LLC 主电路拓扑

2.2 矩阵变压器的两种绕组结构

本文的矩阵式变压器采用 PCB 绕组进行绕制，每个变压器子模块原边 16 匝串联，共占两个 PCB 层，每层 8 匝；副边采用中心抽头的形式，每个副边由两个 PCB 层并联而成。

其中，当副边 S1 导通时，副边 S2 没有电流流过，反之亦然。两个变压器子模块分别绕在同一个磁芯的两个边柱上。

绕组的交叠方式共有两种选择：第一种绕组交叠方式的侧视图和磁动势图如图 2 所示，原边绕组位于顶部和底部，称之为 PSSP 结构；第二种绕组交叠方式的侧视图和磁动势图如图 3 所示，副边绕组位于顶部和底部，称之为 SPSS 结构。PSSP 结构与 SPSS 结构相比，磁动势较小。

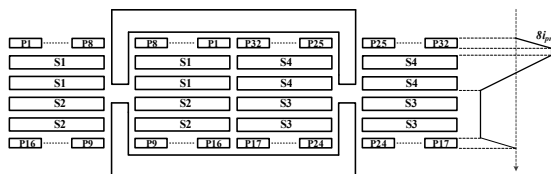


图 2 矩阵式变压器 PSSP 结构侧视图及其磁动势图

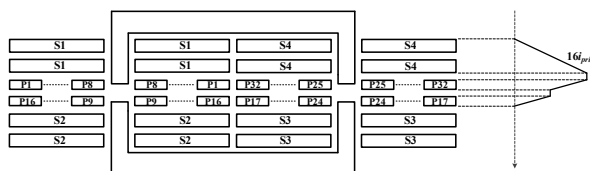


图 3 矩阵式变压器 SPSS 结构侧视图及其磁动势图

3 绕组损耗分析

3.1 一维 Dowell 损耗模型

一维 Dowell 模型^[3]是基于以下假设建立的：

- (1) 导体宽度远大于厚度，其厚度远小于绕组曲率和总长度，可忽略绕组的曲率效应、边缘效应和末端效应；
- (2) 磁场强度总垂直于电流的流动方向，并且平行于导体表面导体，磁场强度为只有 x 轴分量的一维函数；
- (3) 绕组中的电流为标准正弦电流，导体中的静电荷密度为零，系统处于准静磁状态。

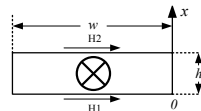


图 4 一维 Dowell 模型

如图 4 所示，导体通过幅值为 I 的正弦电流，下侧磁场为 H_1 ，上侧磁场为 H_2 ，利用在一维条件下的赫姆霍兹方程以及边界条件

$$\begin{cases} \frac{d^2}{dx^2} \dot{H}(x) = j \times 2p \times f \times u_{os} \dot{H}(x) \\ \dot{H}(0) = \dot{H}_1 \\ \dot{H}(h) = \dot{H}_2 \end{cases} \quad (1)$$

分别求出磁场强度 $H(x)$ 和电流密度 $J(x)$ 的表达式

$$\dot{H}(x) = \frac{\dot{H}_1 \cdot \sinh[\alpha \cdot (h-x)] + \dot{H}_2 \cdot \sinh[\alpha \cdot (x)]}{\sinh[\alpha \cdot (h)]} \quad (2)$$

$$J(x) = \frac{\alpha \cdot \dot{H}_1 \cdot \cosh[\alpha \cdot (h-x)]}{\sinh[\alpha \cdot (h)]} - \frac{\alpha \cdot \dot{H}_2 \cdot \cosh[\alpha \cdot (x)]}{\sinh[\alpha \cdot (h)]} \quad (3)$$

最后求得单位长度下的绕组总损耗

$$P_{loss} = \frac{(H_1 - H_2)^2 \cdot w}{4\sigma\delta} \cdot \frac{\sinh(v) + \sin(v)}{\cosh(v) - \cos(v)} + \frac{(H_1 + H_2)^2 \cdot w}{4\sigma\delta} \cdot \frac{\sinh(v) - \sin(v)}{\cosh(v) + \cos(v)} \quad (4)$$

其中:

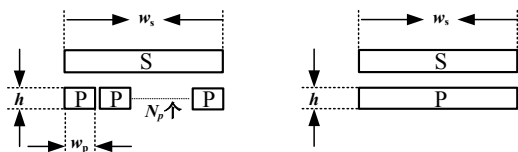
$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu_0 \sigma}} \quad (5)$$

$$v = \frac{h}{\delta} \quad (6)$$

式中 f 为频率, σ 为介质电导率, μ_0 为真空的磁导率。

如图 5(a) 所示, N_p 为原边绕组单层匝数, w_p 为原边绕组单层宽度, 由于原边绕组的单层宽度 $N_p \cdot w_p$, 与副边绕组的单层宽度 w_s 不相等, 无法直接求解原边绕组的磁场边界条件, 从而无法根据一维 Dowell 模型直接计算绕组损耗。所以将总面积为 S_1 、电导率为 σ_1 、含有 a 个导体 (每个导体通有电流 I) 的导体层 A 等效为总面积为 S_2 、电导率为 σ_2 、通有电流 $a \cdot I$ 的单个导体层 B, 厚度 h 不变^[5], 等效过程如图 6 所示, 则等效前与等效后的电导率关系见式 (7)。根据这种等效方法, 可将图 5(a) 等效成图 5(b), 求解图 5(b) 的绕组损耗从而得到图 5(a) 的绕组损耗。

$$\sigma_2 = \sigma_1 \cdot \frac{S_1}{S_2} \quad (7)$$



(a) 等效前原副边绕组 (b) 等效后原副边绕组

图 5 原副边绕组等效前后

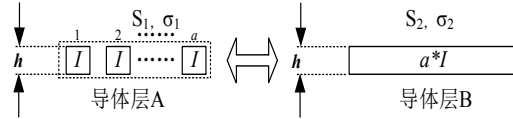


图 6 绕组等效过程示意图

由于副边电流并非为正弦波, 与一维 Dowell 模型的假设条件不相符, 所以需要对其进行傅里叶分解。其傅里叶分解后的结果主要为直流分量、基波分量、二次谐波分量, 其不同次谐波下的电流路径如图 7 和图 8 所示。

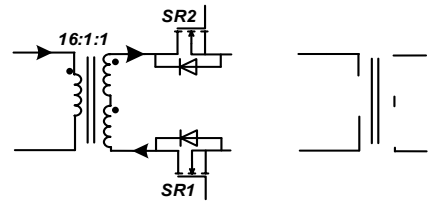


图 7 基波分量路径

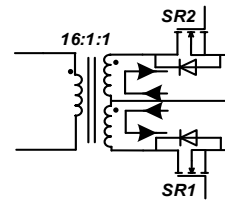


图 8 直流、二次谐波路径

3.2 不同绕组结构的损耗计算和仿真

为了得到两种矩阵式变压器绕组结构的绕组损耗, 首先对不同分量下的磁场边界条件分别进行计算, 将原边绕组等效为与副边绕组相同宽度, 应用公式 (7) 得到其修正后的等效电导率, 然后应用公式 (4) 得出不同分量下的损耗, 进而将不同分量下的对应损耗叠加得到对应的总损耗。理论计算和仿真的磁芯采用 Ferroxcube 公司的 E38/8/25, 设计参数如表 1 所示, 原副边绕组各电流的傅里叶分解结果如表 2 所示, 分别计算 PSSP 结构和 SPPS 结构的绕组损耗, 计算结果如表 3 所示, 最后通过 Ansys 软件进行 Maxwell2D 仿真验证, 仿真结果如表 4 所示。

表 1 变压器理论计算和仿真参数

具体参数	数值
输出电压 $V_o(V)$	3
总输出电流 $I_o(A)$	100
谐振频率 $f(KHz)$	500
宽度 $w(mm)$	14.44
厚度 $h(oz)$	2
变压比 (单个) n	32:1
MLT(cm)	12.64
励磁电感 (单个) $L_m(H)$	83.46u
励磁电感 (单个) $L_m(H)$	9.485u

表 2 LLC 变压器原副边电流傅里叶分解

	直流分量 / A	基波分量 / A	二次谐波分量 / A
P 原边	0	2.5366	0
S1 副边	12.59	19.79	8.45
S2 副边	12.59	19.79	8.45

表 3 两种结构的理论计算结果 (单个 32:1)

	PSSP 结构	SPPS 结构
直流分量绕组损耗 / W	0.342	0.342
基波分量绕组损耗 / W	1.928	1.928
二次谐波分量绕组损耗 / W	0.191	0.228
三个分量绕组总损耗 / W	2.461	2.498

表 4 两种结构的仿真结果 (单个 32:1)

	PSSP 结构	SPPS 结构
直流分量绕组损耗 / W	0.342	0.342
基波分量绕组损耗 / W	1.953	1.938
二次谐波分量绕组损耗 / W	0.214	0.336
三个分量绕组总损耗 / W	2.509	2.616

对比不同方案下的理论计算结果和仿真结果可以发现, 各分量的理论计算结果与仿真结果接近, 但仍存在一些误差。这是由于导体的边缘效应随着频率的增大而加剧, 导致存在不可忽视的垂直于导体表面的磁场强度分量, 如图 9 到 12 所示, 尤其在二次谐波下较为严重 (图中虚线圈部分), 这与一维 Dowell 模型的假设条件存在偏差, 导致在二次谐波分量下出现误差, 但误差与变压器的总损耗相比相对较小。



图 9 PSSP 结构基波分量磁场强度 H 分布

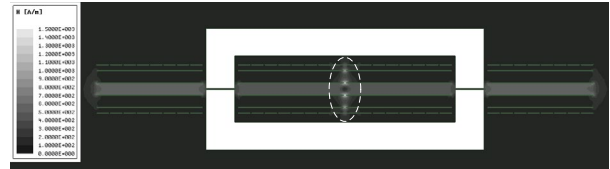


图 10 PSSP 结构二次谐波分量磁场强度 H 分布

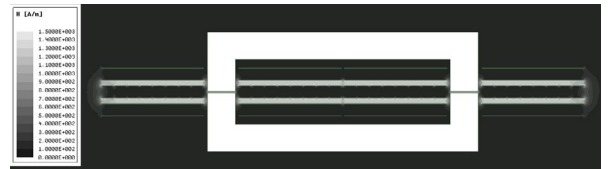


图 11 SPPS 结构基波分量磁场强度 H 分布

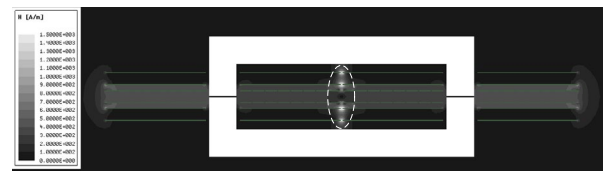


图 12 SPPS 结构二次谐波分量磁场强度 H 分布

从理论损耗的计算结果分析, PSSP 结构的绕组损耗较 SPPS 结构小 0.037W, 从仿真得到的损耗结果分析, PSSP 结构的绕组损耗较 SPPS 结构小 0.107W。可以看出在理想情况下, PSSP 结构的绕组损耗比 SPPS 结构小 0.1W 左右。

3.3 不同绕组结构对应端接方式的损耗分析

PSSP 结构由于副边被夹在原边绕组中间, 故需要额外的 pcb 走线和过孔连接至同步整流管和输出滤波电容, 如图 13 所示; SPPS 结构由于副边分布在顶层和底层, 所以可将同步整流管和输出滤波电容集成至绕组副边, 如图 14 所示。

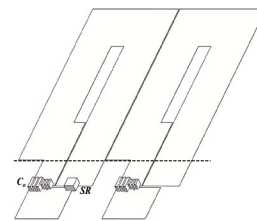


图 13 PSSP 结构副边绕组端接示意图

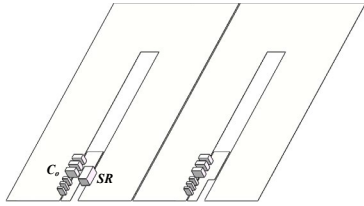


图 14 SPPS 结构副边绕组端接示意图

高频大电流下, 端接方式对损耗的影响很大。通过 Ansys 软件在涡流场下对这两种端接方式进行 Maxwell3D 仿真, 其副边绕组电流密度分布分别如图 15、16 所示。采用 PSSP 结构时, 由于端接处没有与原边绕组相互交叠耦合, 所以变压器副边绕组与整流器件及电容的端接处有严重的电流不平衡现象, 仿真结果显示, 副边交流电阻 R_{sec} 为 12.2, 损耗为 4.499W; 采用 SPPS 结构时, 副边绕组与整流器件及电容的端接处的电流不平衡现象得到较大改善, 仿真结果显示, 副边交流电阻 R_{sec} 为 7, 损耗为 1.903W。

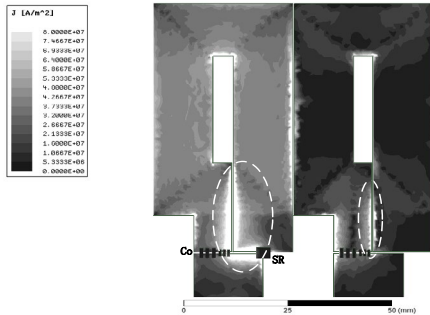


图 15 PSSP 结构副边绕组电流密度分布

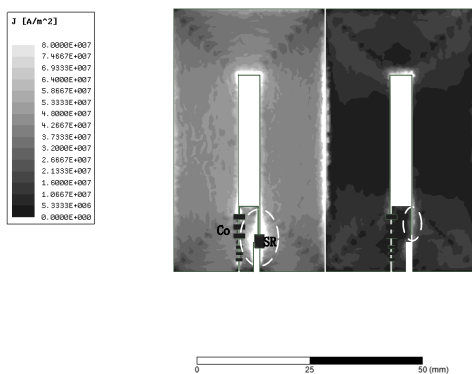


图 16 SPPS 结构副边绕组电流密度分布

PSSP 结构于 SPPS 结构相比, 虽然有更小的磁动势和绕组损耗, 但是综合考虑端接损耗, PSSP 结构考虑端接后的副边交流电阻及其损耗远大于 SPPS 结构。这说明端接处的损耗远比绕组交叠结构不同所造成的损耗要大得多。综合考虑这些因素, 将整流器件及输出滤波电容集成至副边绕组, 以降低副边绕组的端接交流损耗。本文的矩阵式变压器确定采用 SPPS 的绕组结构, 以取得最低的总体损耗。

4 结论

本文设计了一大变比 LLC 谐振变换器, 采用矩阵式变压器在可实现大变压比的同时减小副边电流应力; 对其变压器绕组进行了损耗分析, 首先介绍了 Dowell 一维模型, 对变压器绕组原副边电流进行傅里叶分解, 并利用该模型从理论上计算分析两种矩阵式变压器绕组结构的绕组损耗, 之后结合 Ansys 软件对其不同的绕组结构所造成的损耗及其对应的不同的副边绕组端接方式所造成的损耗进行了 Maxwell2D 及 Maxwell3D 仿真, 通过对比分析, 最后确定了最优的矩阵式变压器绕组结构。

参考文献

- [1] Mu M, Lee F C. Design and Optimization of a 380-12 V High-Frequency, High-Current LLC Converter With GaN Devices and Planar Matrix Transformers[J]. IEEE Journal of Emerging & Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4(3):854-862.
- [2] Fei C, Lee F C, Li Q. High-efficiency High-power-density LLC Converter with an Integrated Planar Matrix Transformer for High Output Current Applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, PP(99):1-1.
- [3] 旷建军. 平面变压器 PCB 板绕组的损耗分析、计算与设计优化 [D]. 福州大学, 2002.
- [4] Dowell P L. Effects of eddy currents in transformer windings[J]. Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, 1966, 113(8):1387-1394.
- [5] Dowell P L. Effects of eddy currents in transformer windings[J]. Proc Iee, 1966, 113(8):1387-1394.
- [6] 雷鸣. 270V 高压直流变换器的研究 [D]. 南京航空航天大学, 2016.
- [7] Sun J, Chen W, Yang X. EMI Prediction and Filter Design for MHz GaN Based LLC Half-Bridge Converter[C]// Power Electronics & Motion Control Conference. IEEE, 2016.