

应用于LLC谐振变换器的矩阵式变压器 绕组损耗分析

邓锦晖, 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LLC谐振变换器中两种矩阵变压器模型的集成原理。通过对变压器绕组原副边的电流进行傅里叶分解, 分析其不同次谐波下电流的路径。最后利用Dowll一维模型对绕组损耗进行理论计算, 并与软件仿真Maxwell在涡流场场的仿真结果进行对比。

关键词: 矩阵变压器, 绕组损耗, LLC谐振变换器

Analysis for Winding Loss on Matrix transformer Applied on High Frequency LLC Resonant Converter

ZHANG YU CHAO, WANG JING HUI, CHEN WEI

College of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University, Fuzhou 350000

Abstract: In this paper, the integration principle of two matrix transformer models in LLC resonant converter is introduced. The path of current in primary side and secondary side of transformer under different harmonic components is analyzed by Fourier decomposition. Finally, winding loss is calculated by Dowll's 1-D model, compared with results in Maxwell, a simulation software, under eddy current field.

Keywords: matrix transformer, winding loss, LLC resonant converter

1 引言

近年来, 服务器电源等大功率电源整朝着高频、高效、高功率密度的方向发展, 由于 LLC 谐振变换器在 $f_m < f < f_r$ 的工作频率下具有原边侧开关管 ZVS、副边整流侧 ZCS 等优点, 能大幅度减少开关损耗, 因此适用在很多大功率电源场合^[1-2]。LLC 谐振变换器的损耗主要为开关损耗以及变压器损耗, 而变压器损耗主要包含绕组损耗和磁芯损耗。在高频场合下, LLC 变压器的绕组损耗与常规的直流损耗计算不同。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。PCB 式的平面变压器由于具有短、小、轻、薄等优点, 已经广泛应用在高频 LLC 谐振变换器中^[3]。由于平面变压器的绕组布置比较接近一维 Dowll 模型, 利用该模型对变压器的绕组损耗进行理论计算^[4-5], 这种模型的计算结果具有较小的误差。由于 LLC 谐振变换器的副边一般是大电流输出场合, 运用矩阵变压器可以降低副边同步整流管的电流应力, 通过变压器原边串联副边并联的方式实现流过每个变压器子模块副边均流^[6-7]。

本文通过将 LLC 变压器原副边的电流进行傅里叶分解, 分析其不同次谐波下的电流路径, 然后对不同次谐

基金项目: 福建省自然科学基金项目(2018J01756)。

Project Supported by Natural Science Foundation of Fujian Province(2018J01756).

波下的损耗分别进行计算，并将各次谐波下的损耗计算结果叠加，最后对两种矩阵式变压器方案的绕组损耗进行计算，并与软件仿真进行对比。

2 LLC 矩阵式变压器

2.1 矩阵式变压器与传统变压器的区别

传统的变压器如图 1 所示，本文以总变比为 8:1:1 的 LLC 变压器结构进行讨论。围绕着一个同一个磁芯，原边 P 通过 8 匝串联，带有中心抽头的副边含有副边 S1 和副边 S2，各由 4 层 PCB 绕组在变压器内部并联。

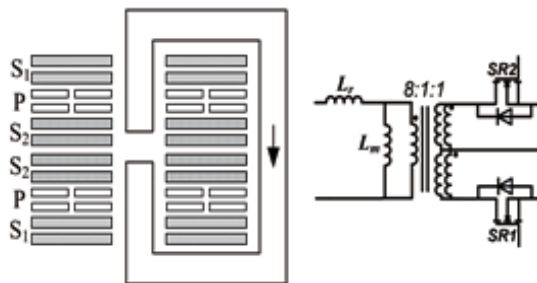


图 1 传统变压器结构及其等效电路图

矩阵式变压器与传统变压器的不同点在于，其每个等效变压器子模块的副边并非直接相连，而是通过每个子模块的同步整流管进行连接，如图 2 所示。每个变压器子模块原边由 4 匝串联，带有中心抽头的副边含有 S1 和 S2，各自由 2 层 PCB 绕组并联，通过同步整流管后，将每个模块实现原边串联副边并联，2 个 4:1:1 变压器子模块对外等效成一个 8:1:1 的变压器结构，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个变压器子模块的励磁电感之和。

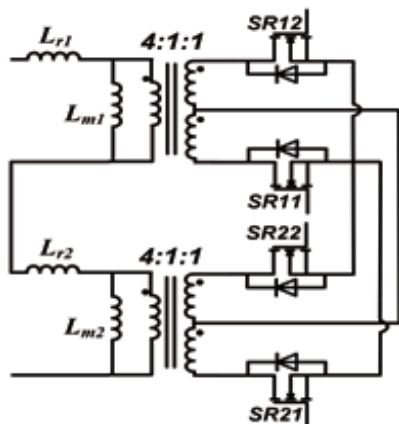


图 2 8:1:1 LLC 矩阵式变压器连接图

2.2 两种矩阵式变压器结构的集成

同样以 4:1:1 的变压器子模块结构进行分析，其结构图、磁路图和对应电路图如图 3 和图 4 所示。将两个子模

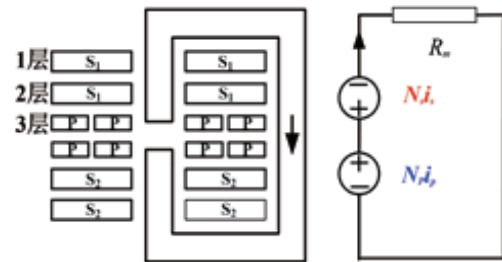


图 3 4:1:1 变压器内部结构图和磁路图

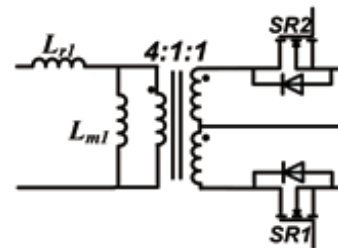


图 4 4:1:1 变压器等效电路图

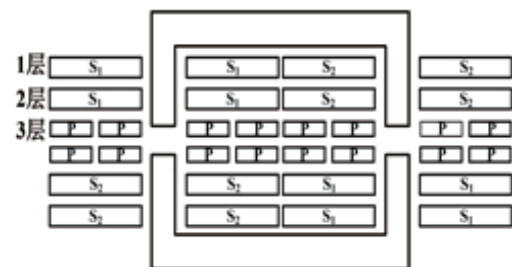


图 5 8:1:1 变压器内部结构图

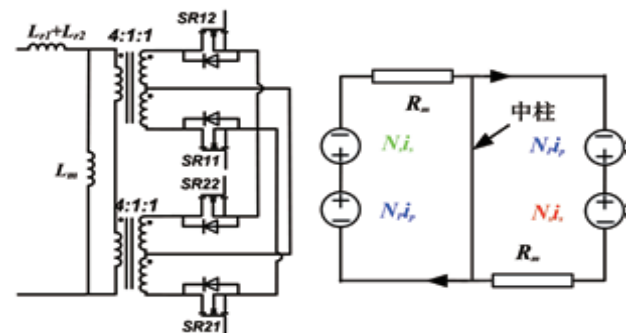


图 6 8:1:1 LLC 矩阵式变压器集成后等效连接图和磁路图

块的磁路按照磁柱磁通相反的方向相连接，电路按照原边串联副边并联的形式相连接，由于集成后中柱磁通大小相同，方向相反相抵消，实现了两个 4:1:1 变压器子模块（方案 A）集成为总变比为 8:1:1 变压器结构（方案 B）^[7]，如图 5 和图 6 所示。

3 绕组损耗分析

3.1 1-D DowII 绕组损耗模型

1-D DowII 模型^[4-5]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。

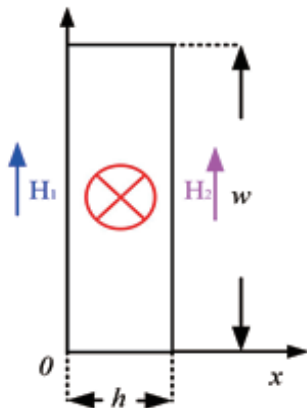


图 7 1-D DowII 模型

如图 7 所示，导体通过幅值为 I 的正弦电流，左侧磁场为 H_1 ，右侧磁场为 H_2 利用在一维条件下的赫姆霍兹方程以及边界条件

$$\frac{d^2}{dx^2} H(x) = j \cdot 2\pi \cdot f \cdot \mu_0 \sigma H(x)$$

$$H(0) = H_1$$

$$H(h) = H_2$$

分别求出磁场强度 $H(x)$ 和电流密度 $J(x)$ 的表达式

$$H(x) = \frac{H_1 \cdot \sinh[\alpha \cdot (h-x)] + H_2 \cdot \sinh[\alpha \cdot (x)]}{\sinh[\alpha \cdot (x)]} \quad (1)$$

最后求得单位长度下的绕组总损耗

$$J(x) = \frac{\alpha \cdot H_1 \cdot \cosh[\alpha \cdot (h-x)]}{\sinh[\alpha \cdot (x)]} - \frac{\alpha \cdot H_2 \cdot \cosh[\alpha \cdot (x)]}{\sinh[\alpha \cdot (x)]} \quad (2)$$

其中：

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu_0 \sigma}}$$

$$v = \frac{h}{\delta}$$

式中 f 为频率， σ 为介质电导率， μ_0 为真空的磁导率。

3.2 不同分量下的路径分析

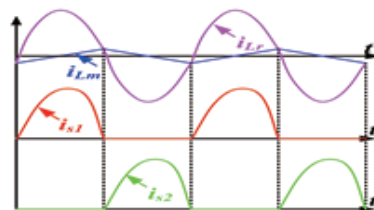


图 8 LLC 变压器原副边电流波形图

以 LLC 谐振变换器工作在谐振点的情况进行分析，图 8 是对应的原副边电流波形图由于副边电流并非为正弦波，需要进行傅里叶分解。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 9 和图 10 所示。

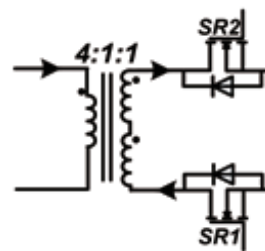


图 9 基波分量路径示意图

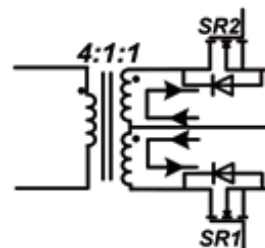


图 10 直流、二次谐波分量路径示意图

其不同分量下的原副边路径如图 11 到图 14 所示。

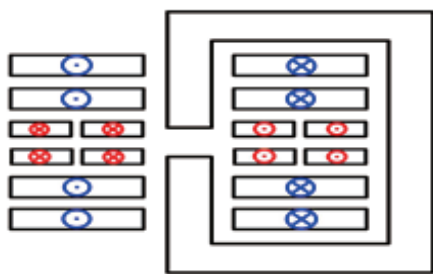


图 11 方案 A 基波分量的电流方向图

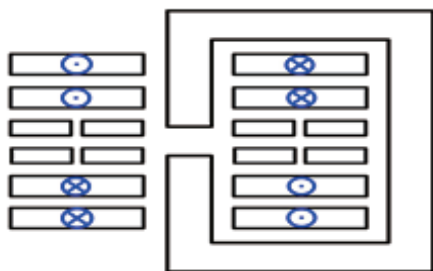


图 12 方案 A 直流、二次谐波分量的电流方向图

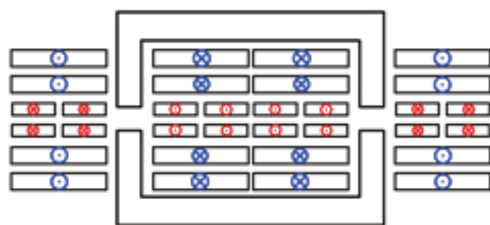


图 13 方案 B 基波分量的电流方向图

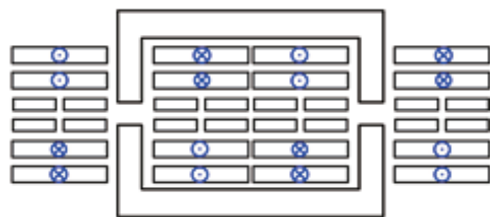


图 14 方案 B 直流、二次谐波分量的电流方向图

4 两种方案的绕组损耗计算和仿真

首先对不同分量下的磁场边界条件分别进行计算，原

边绕组等效为与副边绕组相同宽度，其等效电导率是与修正后的截面积相适应^[8-9]，应用公式(3)得出不同分量下的损耗，将不同分量下的对应损耗叠加得到对应的总损耗^[10]。实验计算和仿真的磁芯采用 Ferroxcube 公司的 E22/6/16，方案 A 采用该磁芯的一半，而方案 B 则将中柱磨平，最后通过 Maxwell 软件进行仿真验证。

表 1 方案 A 和方案 B 理论计算和仿真参数

	方案 A	方案 B
输出电压 V_o (V)	3	3
总输出电流 I_o (A)	50	50
谐振频率 f (MHz)	1	1
宽度 w (mm)	5.3	7.8
厚度 h (mm)	2	2
变压比 (单个) n	4:1	8:1
MLT(cm)	8	8
励磁电感 (单个) L_m (H)	3.75u	7.5u
谐振电感 (单个) L_r	187.5n	375n

表 2 LLC 变压器原副边电流傅里叶分解

	直流分量	基波分量	二次谐波分量
P 原边	0	9.8185	0
S1 副边	12.5	19.637	8.341
S2 副边	12.5	19.637	8.341

表 3 方案 A(单个 4:1) 绕组损耗的理论计算结果

	原边 (W)	副边 (W)
直流分量	0	0.576
基波分量	1.574	1.071
二次谐波分量	0.358	0.355

表 4 方案 A(单个 4:1) 绕组损耗仿真结果

	原边 (W)	副边 (W)
直流分量	0	0.576
基波分量	1.865	1.052
二次谐波分量	0.211	0.313

表 5 方案 B(单个 8:1) 绕组损耗的理论计算结果

	原边 (W)	副边 (W)
直流分量	0	0.783
基波分量	2.319	1.455
二次谐波分量	0.486	0.483

表 6 方案 B(单个 8:1) 绕组损耗仿真结果

	原边 (W)	副边 (W)
直流分量	0	0.783
基波分量	2.4	1.445
二次谐波分量	0.325	0.433

由软件仿真结果可以看出,方案 A 和方案 B 基本符合 1-D Dowll 模型,在导体两端存在边缘效应,且在二次谐波分量下的原边损耗计算误差略大,但是计算误差在容许的范围之内,理论计算和仿真的损耗结果基本吻合。由于方案 B 的中柱磁通大小相等,方向相反,实现磁通相抵消,从而实现中柱的移除,且方案 B 与方案 A 在一维条件下的边界条件相同,方案 B 的总损耗可以看成 2 个 4:1:1 变压器子模块的总损耗,两个方案不一样的是铜宽 w ,利用 Mathcad 软件画出单个 4:1:1 变压器的总损耗随铜宽 w 变化曲线(图 19)。方案 B 的每个 4:1:1 变压器子模块的铜宽比方案 A 的要大,根据图所示,在相同变压比的情况下,方案 B 单个 4:1:1 变压器子模块的损耗(即图 19 的 B 点)比方案 A 单个 4:1:1 变压器子模块的损耗(图 19 的 A 点)略小,集成后的损耗得到了优化。

参考文献

- [1] 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.
- [2] Lu B, Liu W, Liang Y, et al. Optimal design methodology for LLC resonant converter[C]// IEEE. IEEE, 2006:6 pp.
- [3] 宋晓冬, 王志强. 论平面变压器在开关电源中的技术优势 [J].

上接 159 页

对在磁集成的条件下实现软开关进行公式推导,考虑其在实现软开关需要考虑的问题,并通过仿真的方法验证了文中理论推导的正确性。

参考文献

- [1] 宋永华, 阳岳希, 胡泽春. 电动汽车电池的现状与发展趋势 [J]. 电网技术, 2011(4):1-7.
- [2] Smith M. Batteries versus biomass as a transport solution[J]. Nature, 2009, 457(7231):785.
- [3] 卢增艺, 陈为. 多通道交错并联反激变换器磁集成技术研究 [J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(18):41-46.
- [4] 胡雪峰, 龚春英, 陈杰, 等. 一种高增益交错耦合电感直流变换器 [J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(3):380-386.
- [5] 陆治国, 马召鼎, 郑文东. 一种新型交错并联双向 DC/DC 变换器 [J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(12):39-46.
- [6] 陈仲, 刘沙沙, 汪洋, 等. 辅助电流有源调整的新型 ZVS 全

电源世界, 2007(9):47-50.

- [4] 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
- [5] Dowell P L. Effects of eddy currents in transformer windings[J]. Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, 1966, 113(8):1387-1394.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] Hawkes C E, Wilson T G, Wong R C. Magnetic-field-intensity and current-density distributions in transformer windings[C]// Power Electronics Specialists Conference, 1989. Pesc '89 Record. IEEE. IEEE, 1989:1021-1030 vol.2.
- [9] Dowell P L. Effects of eddy currents in transformer windings[J]. Proc Iee, 1966, 113(8):1387-1394.
- [10] 陈媛冰, 董纪清, 陈为, 等. 大功率光伏逆变电抗器损耗分析与优化设计 [J]. 电气开关, 2015, 53(5):30-33.
- 桥变换器 [J]. 电工技术学报, 2014, 29(4):1-9.
- [7] Shieh J J. Analysis and design of parallel-connected peak-current-mode-controlled switching DC/DC power supplies[J]. IEE Proceedings -Electric Power Applications, 2004, 151(4):434-442.
- [8] 杨飞, 阮新波, 杨洋, 等. 采用耦合电感的交错并联电流临界连续 Boost PFC 变换器 [J]. 电工技术学报, 2013, 28(1):202-214.
- [9] Yang Y, Li T, Liu J, et al. A comprehensive analysis of coupled inductors in 4 phases interleaving bidirectional DC/DC converter[C]// IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems. IEEE, 2012:603-607.
- [10] Ray B, Kosai H, Mcneal S, et al. Performance analysis of a multi-mode interleaved boost converter[C]// Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. Ecce. IEEE, 2009:2176-2183.