

# 低压大电流移相全桥变换器平面磁集成 矩阵变压器的优化设计

王树鹏, 陈乾宏, 韩良琪

南京航空航天大学自动化学院, 南京 210016

**摘要:** 针对低压大电流输出的场合, 为了降低器件的导通损耗和热应力, 原边绕组串联, 副边绕组并联的磁集成矩阵变压器被广泛应用。本文针对原副边均为低压大电流的移相全桥变换器, 给出了一种原边绕组和副边绕组交错串并联的磁集成矩阵变压器结构, 阐述其基本原理和能够同时实现原副边均流的优势, 并进行了具体设计。同时, 本文在 Maxwell 中搭建了仿真模型, 并对磁芯形状和绕组布局进行了优化设计。最后, 本文搭建了一台 1.35kW 的样机, 对理论论证和设计进行了验证。

**关键词:** 低压大电流, 矩阵变压器, 磁集成, 移相全桥

## Optimum Design of Planar Magnetic Integrated Matrix Transformer for Low-Voltage High-Current Phase-Shifted Full-Bridge Converters

WANG SHUPENG, CHEN QIANHONG

School of Automation, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016

**Abstract:** For the application of low voltage and high current output, in order to reduce the conduction loss and thermal stress of the device, the magnetic integrated matrix transformer with the primary winding in series and the secondary winding in parallel is widely used. Aiming at the phase-shifted full-bridge converter whose primary and secondary sides are both low-voltage and high-current, this paper presents a magnetic integrated matrix transformer structure in which the primary and secondary windings are alternated in series and parallel. The advantages of side current sharing, and a specific design is carried out. At the same time, this paper builds a simulation model in Maxwell, and optimizes the shape of the magnetic core and the layout of the windings. Finally, this paper builds a 1.45kW prototype to verify the theoretical demonstration and design.

**Keywords:** low voltage and high current, matrix transformer, magnetic integration, phase-shifted full bridge

### 1 引言

近年来, 随着计算机、电子通讯、航空航天等行业的快速发展, 对于开关电源的性能要求愈发严格。因此, 研究高性能、高功率密度、高可靠性、高效率的电力电子变换器是现代开关电源的主要研究方向。传统的绕线变压器

因其制作困难, 参数难以保持一致且体积较大, 越来越难以适应需求。出于制作方便、降低漏感、提高功率密度等考虑, 逐渐被以印制电路板 (PCB) 制作绕组的平面变压器所取代。在大功率场合, 移相全桥变换器以其开关管应力低、易实现软开关而得到广泛应用<sup>[1,2]</sup>。

在大电流场合, 多个单元之间会采用并联连接的方式, 通常采用以下两种方案。一: 器件并联, 分担电流应力, 但是存在器件的参数不一致导致器件之间不均流等问题<sup>[3-4]</sup>; 二: 电源模块之间并联, 但是需要加入额外的软件控制和采样电路, 复杂且降低了功率密度<sup>[5]</sup>。

相较于以上两种方案, 文献[6]采用了矩阵变压器的解决方案, 将多个变压器单元进行原边绕组串联、副边绕组并联, 改进了变压器的结构, 实现了高压输入、低压大电流输出情况下多个变压器单元副边绕组的均流。在此基础上, 文献[7]根据磁通相互抵消的原理, 将矩阵变压器中多个分立的平面变压器单元集成到单个磁芯上, 进一步减小了磁芯的体积, 降低了磁芯的损耗, 提高了功率密度。文献[8]说明了矩阵变压器在降低交流绕组损耗和减小变压器寄生参数上的突出优势, 并对平面绕组的排布进行了分析。上述文献虽然就高压输入、低压大电流场合提出了一系列解决方案, 但在原副边均为低压大电流的大功率场合, 仅仅只有变压器单元副边绕组均流是不够的, 原边侧也要采取一定的方案, 降低器件的电流应力。

本文在上述文献的基础上, 给出了一种基于低压大电流移相全桥变换器的原副边绕组交错串并联的磁集成矩阵变压器的设计, 同时实现了原边与副边的自动均流。首先给出了所设计的磁集成矩阵变压器的结构及基于该结构的移相全桥变换器拓扑; 接着在此基础上对变压器具体参数进行了计算设计, 并根据仿真结果对磁芯结构和绕组布局进行了改进; 最后搭建样机进行了实验验证。

## 2 磁集成矩阵变压器优化设计

### 2.1 基于矩阵变压器结构的移相全桥拓扑

矩阵变压器可定义为多个基本变压器单元经过串并联组合以得到所需变比, 像一个整体变压器一样工作的变压器阵列, 通常用于副边单匝绕组或大电流场合, 将副边大电流均匀的分配给不同的功率管。而本文所涉及的变换器原副边均处于低压大电流的工作状态, 故选择了原边串联、副边并联后再副边串联、原边并联的变压器绕组连接方式, 以达到同时让原副边均流工作的目的。

由于布局限制, 本设计中仅将传统的单芯变压器分成两个双芯变压器。首先, 在单个双芯变压器上由两个基本变压器单元实现原边串联、副边并联的矩阵变压器绕组结

构。此时, 由于原边串联连接, 两个基本变压器的初级电流一致, 因此次级电流是平衡均流的。在此基础上, 两个双芯变压器通过平面绕组内部铺铜的交互连接进行副边串联、原边并联, 进而实现了初级绕组的平衡均流。原副边绕组的结构示意图见图1, 出于简化考虑, 只显示副边绕组串联部分。

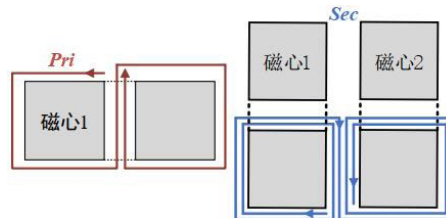


图1 原副边绕组结构示意图

移相全桥变换器即为采用了移相控制方式的全桥变换器, 同一桥臂的两只开关管为  $180^\circ$  互补导通, 但两个桥臂的开关管的驱动信号会存在一个移相角, 即斜对角的两只开关管的关断时间会相对错开一个时间, 其中先关断的开关管组成的桥臂定义为超前桥臂, 后关断的开关管组成的桥臂定义为滞后桥臂。通过控制移相角的范围, 可以控制变换器的副边输出电压脉宽大小, 从而控制输出电压。移相全桥变换器可以在不添加任何辅助电路的情况下, 通过开关管并联电容和变压器的漏感进行谐振, 实现滞后桥臂的软开关, 但也存在原边电流换向时副边二极管续流导致的占空比丢失问题。基于矩阵变压器的移相全桥拓扑如图2所示。

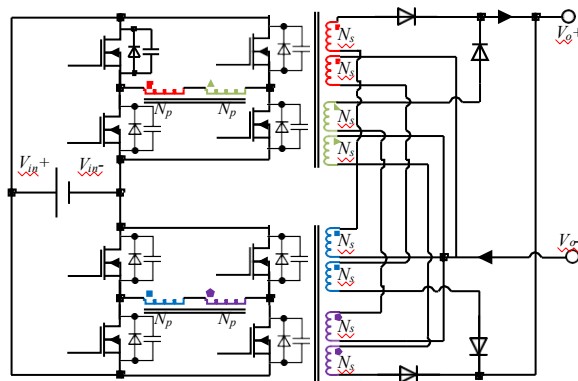


图2 基于矩阵变压器的移相全桥拓扑

相较于传统的绕线型单芯变压器, 本文中所设计的矩阵变压器具有以下突出优势, 主要表现为: 1. 能够同时使原边和副边绕组进行完美的平衡均流, 从而降低了器件的导通损耗, 避免了局部发热等问题; 2. 将两个分立的基本变压器单元集成到单个磁芯上, 减小了体积, 且无需额外的均流控制电路, 从功率电路上就实现了原副边均流, 进一步提高了功率密度; 3. 在单个变压器单元上减小了原副边匝数, 易于实现原副边的夹绕, 从而减小了漏感, 在移相全桥拓扑中, 能够在满足滞后桥臂实现软开关的情况下, 减小占空比丢失。

## 2.2 矩阵变压器参数计算

本文所设计的移相全桥变换器指标如下: 输入电压 20-40V, 输出电压 30.8V, 输出电流 45A, 额定功率 1350W, 工作频率 100kHz, 副边为全波整流。

取副边最大占空比  $D_{\text{secmax}}=0.8$ , 二极管压降  $V_d=1.7\text{V}$ , 滤波电感压降  $V_l=1\text{V}$  来计算所需要的副边电压最小值  $V_{\text{secmin}}$ :

$$V_{\text{secmin}} = \frac{V_o + V_d + V_{lf}}{D_{\text{secmax}}} = 41.875\text{V} \quad (1)$$

进而可以计算得到匝比  $K$ :

$$K = \frac{V_{\text{inmin}}}{V_{\text{secmin}}} = \frac{20}{41.875} = 0.478 \quad (2)$$

确定匝比  $K=0.5$ , 由于副边为全波整流, 变压器匝比可定为 1:2:2, 为避免磁通饱和, 确定最后匝比为 2:4:4。根据本文所述的矩阵变压器的设计逻辑, 首先分成两个原边串联, 副边并联, 匝比为 1:4:4 的矩阵变压器单元, 再进一步分成 4 个匝比 1:2:2 的基本变压器单元。

磁芯为自制磁芯, 其磁柱为两个半径为 6.5mm 的圆柱, 导磁面积  $A_e=132.7\text{mm}^2$  及磁柱高度  $h_{pl}=11\text{mm}$ 。可进行磁通密度校核:

$$B_m = \frac{V_{o\text{max}}}{4f_s N_{\text{sec}} A_e} = 0.145\text{T} \quad (3)$$

由于次级电流均流, 单个基本变压器单元次级电流最大有效值  $I_{\text{srmsmax}}$  为:

$$I_{\text{srmsmax}} = \frac{1.2 \times I_{o\text{max}} \times 0.5}{\sqrt{2}} = 19.09\text{A} \quad (4)$$

根据匝比, 有初级电流最大有效值  $I_{\text{prmsmax}}$ :

$$I_{\text{prmsmax}} = \frac{I_{\text{srmsmax}}}{K} = \frac{19.09}{0.5} = 38.18\text{A} \quad (5)$$

单层平面变压器绕组铜厚选择为  $n_p 30\text{Z}$ , 此时单层绕组铜厚  $h_{Cu}$  为:

$$h_{Cu} = 3 \times 0.035\text{mm} = 0.105\text{mm} \quad (6)$$

取绕组线宽  $d_{Cu}$  为 4.5mm, 故绕组单层截面积  $S_{Cu}$  为:

$$S_{Cu} = h_{Cu} \times d_{Cu} = 0.473\text{mm}^2 \quad (7)$$

预设绕组电密  $J=10\text{A/mm}^2$ , 故可算得原边单匝绕组并联层数  $n_p$ :

$$n_p = \frac{I_{\text{prmsmax}}}{J \times S_{Cu}} = 11.429 \quad (8)$$

取原边单匝绕组并联层数为 12 层。原边绕组为 1 匝, 故单个变压器单元原边绕组共需 12 层。

同理可得副边单匝绕组并联层数  $n_s$ :

$$n_s = \frac{I_{\text{srmsmax}}}{J \times S_{Cu}} = 5.714 \quad (9)$$

取副边单匝绕组并联层数为 6 层, 由于副边绕组匝数为 2 匝, 且为全波整流, 故单个变压器单元副边绕组共需 24 层。

出于副边绕组匝数较多及功率板布局等方面的考虑, 没有将原副边绕组设置在同一块 PCB 板上。最终确定原边为 2 块 6 层板, 板内 6 层、2 块板均通过外部汇流条并联。同一磁芯上的两个磁柱各绕一匝绕组, 串联形成两匝绕组。副边共计 4 块 6 层板, 其中前 3 层与后 3 层均为通过过孔并联的 1 匝绕组, 2 匝绕组通过过孔串联。不同的磁芯的 2 个磁柱上的 2 匝绕组, 通过同一层板内的铺铜串联形成一个 4 匝的半波绕组。一个半波绕组由 2 块 6 层板通过外部汇流条并联而成, 两个半波绕组之间通过汇流条串联构成一个完整的全波绕组, 具体结构侧视图如图 3 和图 4 所示。

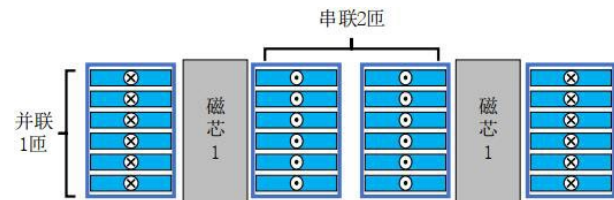


图3 单块原边 PCB 绕组结构侧视图

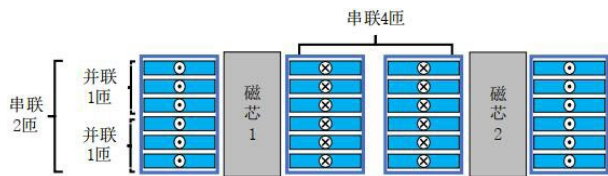


图4 单块副边 PCB 绕组结构侧视图

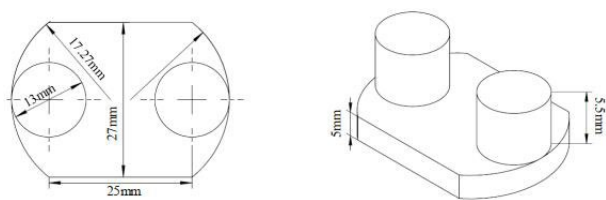


图6 改进后的磁芯尺寸结构图

## 2.3 优化设计

### 2.3.1 磁芯形状优化

在移相全桥变换器中, 由于已经实现了 ZVS 软开通, 故原边开关管的开关损耗只包括关断损耗, 而开关管的关断电流与激磁电感的感值成负相关, 激磁电感越大, 则关断电流越小, 从而可以降低关断损耗<sup>[9]</sup>。

因此, 在满足滞后桥臂软开关的前提下, 要尽可能的提高变压器的激磁电感  $L_m$ 。已知变压器线圈的电感量  $L$  计算公式为:

$$L = \frac{\Psi}{i} = \frac{NBS}{HI/N} = \frac{\mu N^2 S}{l} \quad (10)$$

式中,  $\mu$  为磁芯磁导率,  $N$  为绕组匝数,  $S$  为磁芯磁回路的截面积,  $l$  为磁芯磁回路的平均长度。考虑损耗、饱和等问题, 磁材选择了东磁的 DMR96, 初始相对磁导率为 3300, 100℃时的饱和磁感应强度为 430mT。考虑磁回路长度、窗口填充率、绕组布局、绝缘距离等因素, 磁柱高度定为 5.5mm, 两磁柱中心的距离定为 25mm。虽然磁柱截面积  $A_e$  已经确定, 但是还可以增大磁芯端盖部分的截面积, 图 5 和图 6 为改进前后的磁芯示意图。在 Maxwell 中搭建变压器模型, 分别使用两种磁芯对 2 匝绕组的电感量进行仿真, 仿真结果见表 1。

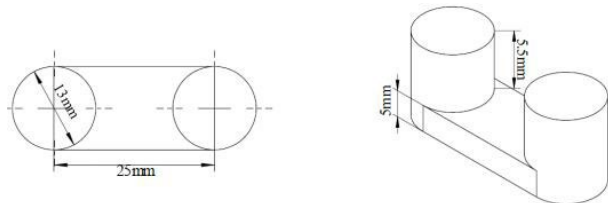


图5 改进前的磁芯尺寸结构图

表1 改进前后的 2 匝绕组感量对比

算法	f/kHz	截面积/mm <sup>2</sup>	气隙/μm	感值/uH
端盖放大前	100	65	0	20.82
			5	12.86
端盖放大后	100	135	0	30.58
			5	20.91

由仿真结果可见, 在仅放大端盖截面积的情况下, 能够有效增大变压器的励磁感。最终达到降低电流峰值, 减小关断损耗的目的。虽然体积略有增大, 会略微增大铁损, 但在大电流场合, 降低的关断损耗会大于增大的铁损, 达到提高效率的目的。

在确定磁芯形状后, 在 Maxwell 中搭建涡流场模型对进行磁感应强度仿真, 为模拟真实情况, 气隙取 5μm, 结果见图 7。

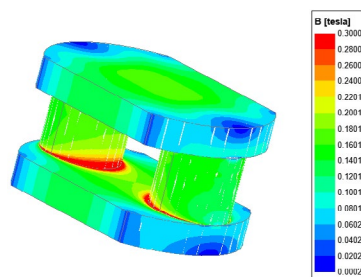


图7 磁感应强度分布图

仿真结果与理论计算基本一致, 除了在磁柱与端盖的转折连接处磁力线特别密集导致磁感应强度偏高, 其他地方基本都在 0.14T 左右。

### 2.3.2 绕组排布优化

平面变压器中绕组的布局决定了绕组的磁动势分布、变

压器的漏感、绕组的涡流效应等。为了减小绕组间磁动势，减小漏感及涡流损耗，考虑将变压器一次侧绕组和二次侧绕组进行交错放置<sup>[10,11]</sup>，可以选择的6块PCB绕组排布方式为 $S_2PS_1S_2PS_1$ 或 $S_2PS_1S_1PS_2$ (P指代原边绕组， $S_1$ 、 $S_2$ 分别指代副边的两个半波绕组)。在一个周期内，同时只有一个半波绕组导通，即 $S_1$ 导通时， $S_2$ 无电流流过。以 $S_1$ 导通为例，则变压器结构的侧视图及磁动势图如图8和图9所示。

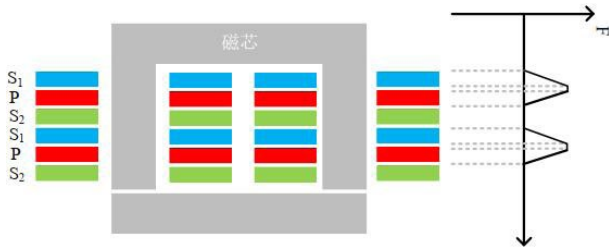


图8 方案(a)原副边交叉布置结构

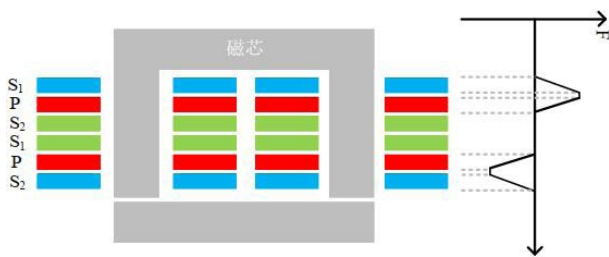


图9 方案(b)原副边对称交叉布置结构

如前文所述，原边以及副边绕组均为几块板并联组成，共同承担大电流，降低电流密度，避免出现过热现象。为了充分利用这些并联绕组，避免出现局部过热，要使这些绕组具有良好的电流均流能力。

在Maxwell中搭建模型进行仿真搭建模型进行仿真，出于简便考虑，仅用一个磁芯，搭建一个原串副并的矩阵变压器单元，模拟半波进行仿真，可以得到平面变压器的参数及损耗（原边电感为两个基本变压器单元的原边绕组串联的电感值），见表2。

表2 寄生参数及损耗的仿真结果

方案	原边电感 L1/uH	副边电感 L2/uH	漏感 Lr/uH	铜损/ W	铁损/ W
方案(a)	20.811	20.736	0.075	2.835	1.456
方案(b)	20.798	20.729	0.069	2.618	1.138

使用涡流场求解，还能够得到PCB绕组的电流密度分布，见图10和图11。

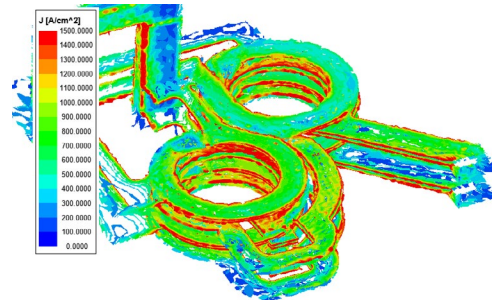


图10 方案(a)电流密度分布图

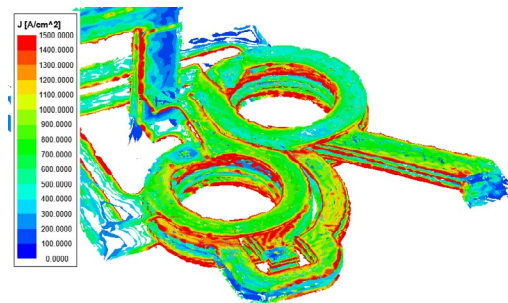


图11 方案(b)电流密度分布图

由仿真结果可以看出，相比于方案(a)，方案(b)的磁动势朝两个方向偏置，使得磁动势正负交替更加平衡，这种对称交叉结构使绕组有了更好的均流能力，保证变压器并联绕组能够更好的电流共享，从而能承受更大的热应力，有利于降低变压器整体的温升。此外，方案(b)的优化效果更好，最终产生的损耗更小，实用性更强。

### 3 矩阵变压器实验验证

为了验证本文所设计的基于磁集成矩阵变压器的工作特性，搭建了一台额定输入电压28.5V，满载功率1.35kW的实验样机，全部器件均为国产器件，满载效率89.23%，样机实物见图12，磁芯见图13。为方便展示，控制板与功率板由合板状态改为分开放置。表3列出了实物样机的部分参数（其中变压器参数均指一个基本变压器单元的参数）。

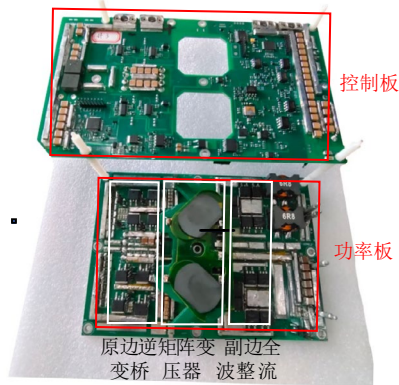


图 12 实验样机图



图 13 磁芯实物图

表 3 实验样机参数表

参数	数值	参数	数值	参数	数值
输入电压范围 /V	20-40	工作频率 /kHz	100	励磁电感 / $\mu\text{H}$	22.9
输出电压 /V	30.8	匝比	1:2:2	漏感 /nH	82.4

图 14 和图 15 为轻载状态下, 并联的变压器单元的原边绕组和副边绕组的电流波形图, 可以看出, 无论是从幅值、相位还是上升下降斜率, 并联的变压器单元的绕组电流都几乎完全一致, 实现了良好的均流功能。

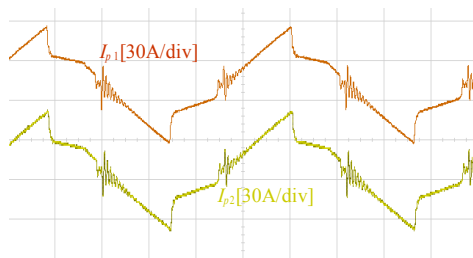


图 14 原边绕组均流示意图

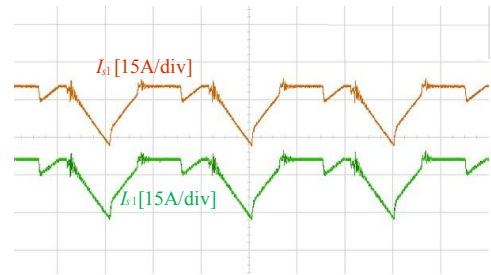


图 15 副边绕组均流示意图

图 16 为实测 100kHz, 1.35kW 样机在额定输入的效率曲线, 样机效率随着负载的增大先升后降, 在 50% 负载时达到 90.87%, 满载效率为 89.23%, 在宽负载范围内效率均在 89% 以上。在实验过程中, 矩阵变压器使用过改进前后的两种磁芯, 其中改进前励磁电感为 12.45 $\mu\text{H}$ , 改进后励磁电感为 22.9 $\mu\text{H}$ 。满载效率后者比前者高了 1.6%, 验证了改进的合理性。

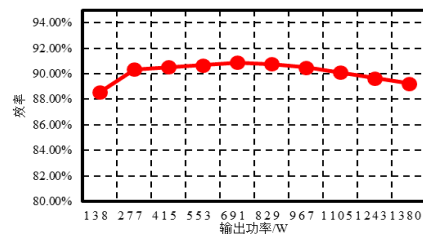


图 16 额定输入条件下效率曲线

## 4 结论

本文给出了一种基于低压大电流移相全桥变换器的原副边绕组交错串并联的磁集成矩阵变压器的设计, 同时实现了原边与副边的自动均流, 降低了器件的电流应力。在具体变压器参数设计的基础上, 根据仿真结果, 本文增大了磁芯端盖截面积以增大励磁电感, 降低电流峰值和有效值, 减小损耗, 同时选择了对称交错并联的绕组排布结构, 使得并联的 PCB 绕组能够更好的均流。最后搭建了一台 1.35kW 的样机, 验证了本文所设计的磁集成变压器在原边绕组和副边绕组上的良好的均流能力。

下转 173 页