

“UUUU”形耦合电感器的设计与应用

杨玉岗, 张凯强, 卢进

辽宁工程技术大学电气与控制工程学院, 辽宁 葫芦岛 125105

摘要: 为适应新一代低压、大电流和快速暂态响应的功率需求, 提出一种“UUUU”形耦合电感结构, 通过分析耦合电感的磁通分布, 建立了磁路模型, 从而得出自感、漏感和互感的计算公式, 给出耦合电感的设计方法。通过仿真和实验证明, 证明了磁件模型的正确性, 得出“UUUU”形耦合电感器具有加工简单, 电感量大, 磁通密度分布更均匀、直流叠加特性好等优点。用于交错并联磁集成双向 DC/DC 变换器, 具有相电流纹波小, 效率高等优点

关键词: “UUUU”形耦合电感器, 双向 DC/DC 变换器

The "UUUU" shaped coupling Magnetics Used in the interleaved DC/DC converter

YANG Yu-gang¹, ZHANG Kai-qiang, LU Jin

Liaoning Technical University, Huludao 125105, China

ABSTRACT: An "UUUU" shape coupled inductor structure is proposed, a magnetic circuit model, this paper gives the design method. The simulations and experiments show that, "eye" type coupled inductor has the advantages of simple processing, the advantages of large inductance, magnetic flux density are more uniform, DC superposition characteristic etc.. For interleaved bi-directional DC/DC converter with magnetic integration, with the current ripple is small, high efficiency

KEY WORDS: "UUUU" shape coupled inductor, interleaving magnetic integration bidirectional DC/DC converter

中图分类号: TM55 文献标识码: B 文章编号: 1606-7517(2016)04-7-119

0 引言

开关变换器是现代电能转换的重要组成部分, 其性能直接关系到输出电能指标的高低。磁性器件(简称磁件, 包括电感和变压器)在变换器中进行能量存储与转换、滤波和电气隔离等功能, 是影响变换器体积、重量和效率的关键部分。因此, 磁件的设计是变换器设计工作的重点^[1-11]。

磁件的结构决定了磁件的各方面性能。文献[1]提出的“EI”形磁件将气隙开在中柱, 两个线圈缠绕在两个侧

柱, 最大程度上减小了两个线圈之间的磁阻, 增大了两个线圈的互感, 但是, 气隙集中, 且需要开气隙, 加工难度大。文献[2]提出的“UII”形磁件开了对称的四个气隙, 气隙加工难度小, 磁芯磁通密度分布更加均匀, 但个线圈回路中存在气隙, 磁阻大, 电感值小。

提出一种“UUUU”耦合电感器, 有四个对称的气隙, 磁通密度分布均匀且气隙加工难度小; 两个线圈之间回路最短且无气隙, 两线圈互感大, 耦合系数高。运用在交错

基金项目: 国家自然科学基金(51177067), 辽宁省自然科学基金(20102092)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China(51177067), National Natural Science Foundation of Liaoning Province(20102092).

并联 DC/DC 变换器, 磁件直流叠加特性好, 相电流纹波小。

1 “UUUU”形耦合电感器建模

1.1 “UUUU”形耦合电感器结构

本文提出的“UUUU”形耦合电感器结构如图 1 所示, 耦合电感器由四个“U”字形铁芯 1 和两相线圈 2 组成。

这种结构中间两个“U”字形铁芯对接严密, 呈环状, 最大程度的提供了互感; 上下两侧的两个“U”字形铁芯提供了足够的漏感; 所开的四个气隙增大了上下两侧的磁阻, 能够增加通过互感磁通量; 结构对称, 变换器采用交错并联技术, 磁件的直流偏磁能够相互削减。

1.2 “UUUU”形耦合电感器的电路模型

图 1 中“UUUU”形耦合电感器的等效电路模型与传统耦合电感器相同, 如图 2 所示。图中, L_1 、 L_2 为两相电

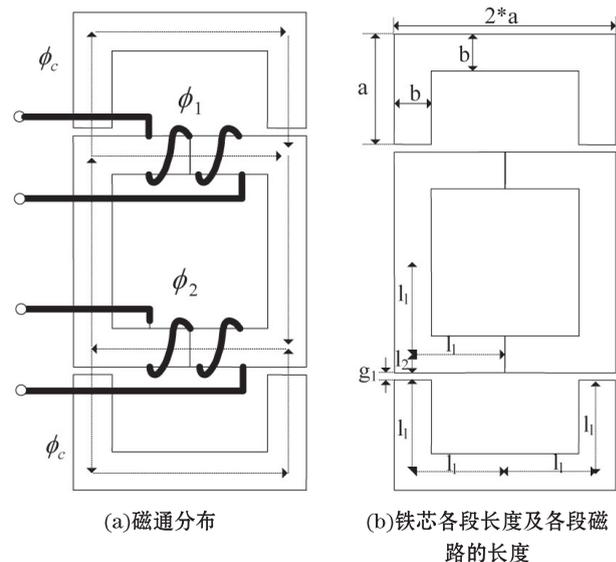


图 1 “UUUU”形耦合电感器的磁通分布及磁路长度
Fig.1 Flux distribution and magnetic circuit length of “UUUU” shape coupled inductors

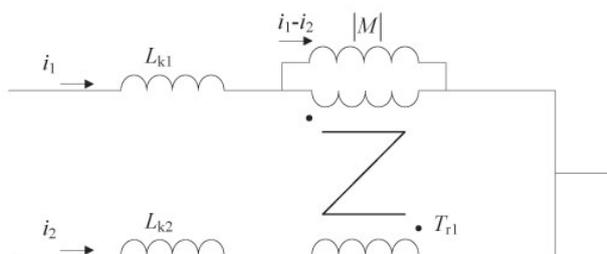


图 2 两相耦合电感器的电路模型
Fig.2 Circuit model of 2-phase coupled inductor

感绕组的自感, M 为两相电感绕组之间的互感, L_{k1} 、 L_{k2} 为两相电感绕组的漏感, i_1 、 i_2 为流过两相电感绕组的电流, T_{r1} 为两相电感全耦合时的理想变压器模型。由于设两相电感对称且反向耦合, 所以 $L_1=L_2=L$, $-1 \leq M/L \leq 0$, 并有:

$$\begin{cases} L_1 = L_{k1} + |M| \\ L_2 = L_{k2} + |M| \end{cases} \quad (1)$$

1.3 “UUUU”形耦合电感器的磁路模型

为了建立两相“UUUU”形耦合电感的简化磁路模型, 需要先分析其磁通分布。在忽略了各相绕组产生的漏磁通和气隙边缘效应后, 得到“UUUU”形耦合电感器的磁通分布如图 1(a) 所示。图中, ϕ_1 、 ϕ_2 为两相绕组的主磁通, ϕ_c 为漏磁通, N 为绕组匝数。磁通所经过的各段磁路长度如图 1(b) 所示, 图中, a 、 b 为各部分铁芯长度, h 为铁芯厚度, g 为气隙长度, l_{11} 、 l_{12} 为各部分磁路长度。

根据磁路欧姆定律得到两相“UUUU”形耦合电感器的基本磁路模型如图 2(a) 所示。图中, $F_1=N_1i_1$ 、 $F_2=N_2i_2$ 为两相绕组的磁势, R_{11} 、 R_{12} 为各段磁路的磁阻, R_g 是气隙磁阻, 由于磁路左右对称, 所以其磁阻也是对称的。将串联的磁阻合并, 得到合并后的磁路模型如图 2 所示。

1.4 “UUUU”形耦合电感器电感计算

根据磁阻定义可得到图 3(a) 中气隙磁阻的计算公式:

$$R_g = \frac{1}{\mu_0} \frac{g}{k \times h} \quad (2)$$

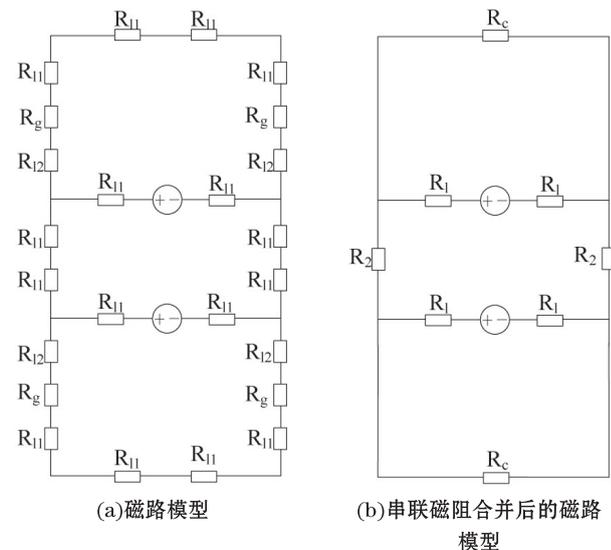


图 3 “UUUU”形耦合电感器的基本磁路模型
Fig.3 Basic magnetic circuit model for “UUUU” shape coupled inductors

图 3(a) 中各段铁芯的磁阻计算公式：

$$R_i = \frac{1}{\mu_0 \mu_r} \frac{l}{k \times h} \quad (3)$$

式中： μ_0 为空气磁导率， μ_r 为铁芯材料的相对磁导率， g 为气隙长度， k 为铁芯宽度， h 为铁芯厚度， l 为铁芯长度。

图 3(b) 中的磁阻 R_1 、 R_2 和 R_c 可用图 3(a) 中的磁阻表示：

$$\begin{cases} R_1 = R_{11} \\ R_2 = 2R_{11} \\ R_c = 2(3R_{11} + R_{12}) \end{cases} \quad (4)$$

根据电感与磁阻的关系可得到图 1 中“UUUU”形耦合电感器的自感 L_1 、 L_2 和漏感 L_{k1} 、 L_{k2} 的计算公式：

$$L_1 = L_2 = \frac{N^2(R_c^2 + 4R_1R_2 + 4R_1R_c + 2R_2R_c)}{2(2R_1 + R_c)(2R_1R_2 + 2R_1R_c + R_2R_c)} \quad (5)$$

$$L_{k1} = L_{k2} = \frac{2N^2(R_2 + R_c)}{R_c^2 + 4R_1R_2 + 4R_1R_c + 2R_2R_c} \quad (6)$$

2 “UUUU”形耦合电感器的设计

在得到两相“UUUU”形耦合电感器的磁路模型后，可对其进行设计，具体设计方法如下：

2.1 设计规格

设输入电压为 V_{in} ；输出电压为 V_o ；输出电流为 I_o ；开关频率为 f_s ；稳态输出纹波电流为 ΔI_o ，暂态电流响应速度为 $\Delta i / \Delta D$ 。

2.2 自感和漏感计算

由于 ΔI_o 和 $\Delta i / \Delta D$ 不一定能同时满足，在设计双向 DC/DC 变换器时，应优先保证 $\Delta i / \Delta D$ 。为了满足 $\Delta i / \Delta D$ ，可求得漏感 L_k 为：

$$L_k = \frac{2V_{in}}{f_s} \cdot \frac{\Delta D}{\Delta i} \quad (7)$$

为了满足 ΔI_o ，可求得稳态电流纹波为：

$$\Delta I_o' = \frac{1-2D}{L_k} \cdot \frac{V_o}{f_s} \quad (8)$$

若 $\Delta I_o' \leq \Delta I_o$ ，说明通过合理设计，可以满足稳态电流纹波的要求。若 $\Delta I_o' > \Delta I_o$ ，说明所设计的两相耦合电感只能满足暂态电流响应速度的要求，而不能满足稳态电流纹波的要求。自感 L 为：

$$L = \frac{L_k}{1+k} \quad (9)$$

式中， k 为耦合系数， $-1 \leq k \leq 0$ 。

2.3 铁芯尺寸计算

“UUUU”形铁芯磁柱的最大磁通密度为：

$$B_{\max} = \left[L_k \cdot \frac{I_o}{2} + \frac{V_o(1-2D)}{f} \right] / A \leq B_{\text{sat}} \quad (10)$$

式中： A 为“UUUU”形绕组磁芯的截面积； B_{sat} 为铁芯材料的饱和磁通密度。

由式 (10) 可得到 A 的值，进而根据 $A=b \times h$ 得到 a 、 b 和 h 的值，如图 1(b) 所示。将式 (9) 和式 (7) 求得的自感和漏感代入式 (5) 和 (6) 可以得到气隙长度 g 。

3 实验和仿真结果分析

为了验证前面的理论分析，分析磁件特性，分别进行了仿真和实验。

设计规格为：Buck 电路工作模态时，输入电压 $V_H=10V$ ，输出电压 $V_L=2V$ ，输出电流 $I_o=1A$ ，负载电阻 $R=2\Omega$ ，开关频率 $f_s=100kHz$ ，稳态电流纹波 $\Delta I_o=0.277I_o$ 。

根据第二节内容计算磁件。设计采用 EI25 组成“EI”形磁件，4 个一样的“U”形磁件，根据图 1 设置 a 、 b 、 h 分别为 6mm, 2mm, 6mm。制作两个磁件样机如图 4 所示。

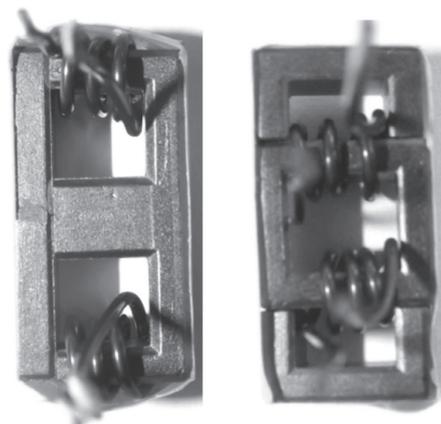


图 4 磁件样机

Fig.4 Magnetic prototype

为了便于比较“EI”形耦合电感器和“UUUU”耦合电感器的性能，两者的线圈及磁性尺寸应该相同，匝数相同，调整气隙大小使得两种漏感相等。制作图 4 两个耦合电感器。

由图 4，“UUUU”形耦合电感器和“EI”形耦合电感器均可以进行组装加工：线圈绕在标准圈骨架上，再将其

套在磁芯柱上。但“UUUU”形耦合电感器能够通过垫气隙的方式加工气隙。

3.2 电感值比较

图5是两种磁件开不通气隙线圈的自感、互感。“UUUU”形磁件的气隙范围0~0.2mm，“EI”形磁件的气隙范围0~0.4mm。

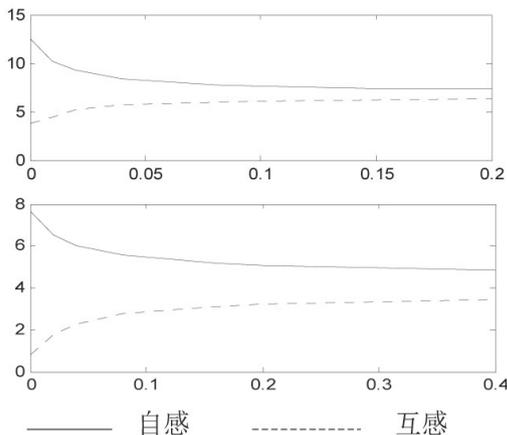


图5 电感值比较

Fig.5 Inductance value

从图5中我们能够看出，“UUUU”形耦合电感器气隙长度是“EI”形耦合电感器气隙长度一半时，两磁件漏感接近相等，此时，“UUUU”形耦合电感器的自感、互感和耦合系数都大于“EI”形耦合电感器，且气隙越大，相差越大。

3.3 铁芯工作磁通密度分布

为防止磁芯饱和，电感设计在最大磁通密度下运行。利用 ANSYS 电磁场仿真软件对 3.1 的两种磁件建模。仿真铁芯工作磁通密度。

磁芯中磁通密度分布不均匀可能会导致电感较容易饱和，也会引起损耗增加。两相交错并联 DC/DC 变换器运行时，两通道电感电流的直流分量接近相等。给两种耦合电感器的绕组中都通入 3A 的电流，“EI”形磁件气隙 0.02mm，“UUUU”形磁件气隙 0.02mm，仿真其铁芯工作磁通密度，仿真结果如图 6 所示。

由图可见，两种铁芯的最大工作磁密相同，但“UUUU”铁芯的最小工作磁密大于“EI”形的最小工作磁密，说明“EI”铁芯的磁通密度分布比较均匀，磁芯更不容易饱和。

3.4 直流叠加特性比较

这种磁件结构对称，两通道同时工作时，能够削减直流磁通。分别给“UUUU”形耦合电感器的单个绕组、两个绕组中都通入 3A 的电流，仿真其铁芯工作磁通密度，仿真结果如图 6 所示。

由图可见，当“UUUU”形耦合电感器单通道通电流时，磁件中部的磁通密度很高，当两通道同时通直流电时，中部磁通密度很低。这说明在两相交错并联 DC/DC 变换器运行时，“UUUU”形耦合电感器互感磁通相互抵消，磁通密度最高段变成了磁通密度最低段，最大磁通密度点降低。在磁芯不饱和情况下，电感器能够传递更大的电流，也可以说，在一定电流下，削减线圈长度，减小磁件的尺寸，磁件也不会饱和。两线圈之间的互感磁通越多，磁件削减的直流偏磁越多。3.2 节中说明“UUUU”形电感互感值更高，直流叠加特性更好。

3.5 “UUUU”形耦合电感器的临近扩散磁场

扩散磁通有很多危害。1) 散磁通引起周围电路的电磁干扰；2) 散磁通引起周围电路损耗；3) 散磁通引起铜箔线

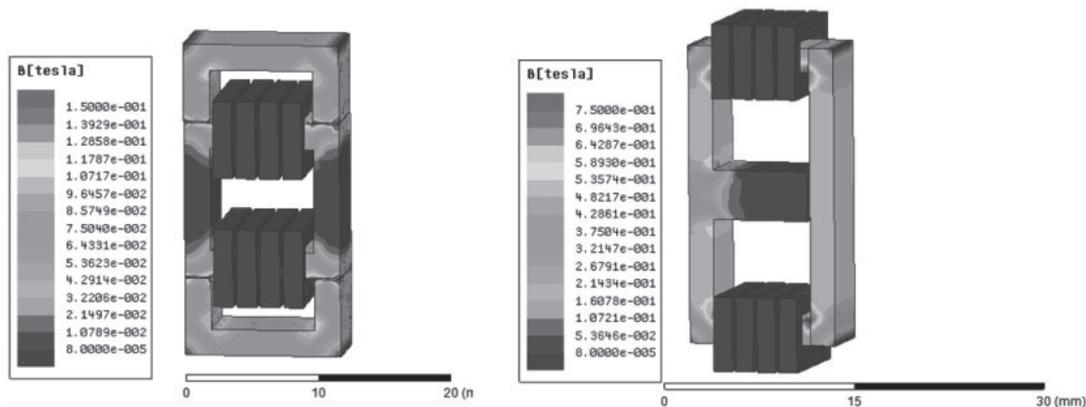


图6 磁通密度分布图

Fig.6 The magnetic flux density distribution

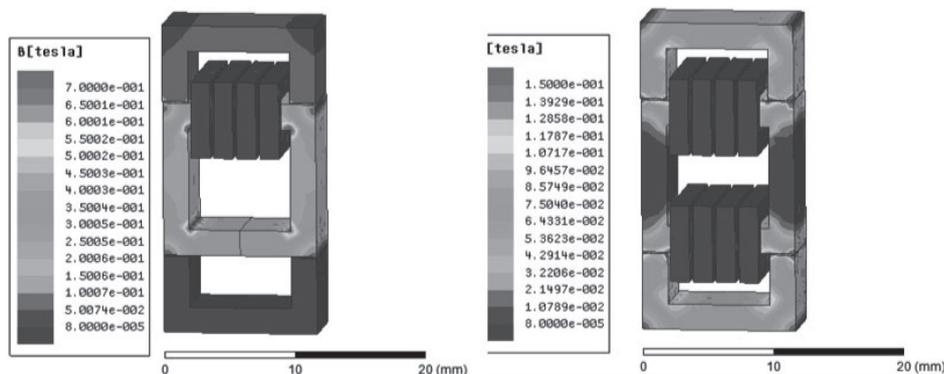


图7 耦合电感器的磁感应强度仿真图

Fig.7 Flux density simulation results of coupled inductors

圈导体涡流，减少导体有效截面积，增加导体损耗，或引起导体局部过热。

通过仿真来比较两种电感器之间的扩散磁通。图上侧气隙 0.1mm，下侧气隙 0.2mm。从图 8 中我们能够看出气隙长度对变换器扩散磁通的影响。

“EI”形耦合电感器是把气隙放在中柱，气隙被包住，磁场泄露较小，而“UUUU”形耦合电感器气隙分布在侧边，由于气息面存在磁压降，所以在气隙周围的空间就会有磁场泄露，这是较“EI”形不好的地方但是扩散的范围不大，局限在气隙附近。

由于两个气隙的磁势方向相反，从大范围上看，两个此时是相抵消的，因此其扩散磁通值局限在气隙附近，不会形成大范围的扩散影响。

相比之下，“UUUU”形耦合电感器气隙对称，磁势方向相反，磁势能够两两抵消；气隙长度更短，扩散磁通

范围更小，从而减小周围电子设备干扰小，减小线圈涡流损耗，提高变换器效率。

3.6 “UUUU”型耦合电感器工作稳态性能

将两种磁件带入 Buck 变换器中，由实验波形图 9 可见，流过相同的电流，使用“UUUU”形电感器的电感相电流纹波更小，变换器稳态性能更好。

3.7 变换器效率

图 10 是使用两种不同的磁件，变换器的效率图，从图中我们能够看出，使用“UUUU”形耦合电感器，磁件的效率更高。

4 结论

通过以上理论推导，仿真和实验分析表明，“EI”与“UUUU”相同磁芯尺寸下相比，具有以下特点：

- (1) 气隙加工方便，加工难度小；
- (2) 互感、自感和耦合系数更大。
- (3) 磁芯的磁通密度分布更均匀；
- (4) 直流叠加特性更好；
- (5) 扩散磁通范围小，气隙对称，能够相互抵消；
- (6) 在变换器工作，相电流纹波更小。
- (7) 变换器效率更高。

参考文献

- [1] 杨玉岗；李洪珠；王建林；卞松江。可削减直流偏磁集成磁件在 DC/DC 变换器中的应用 [J]。中国电机工程学报，2005，25(11)：50-54。

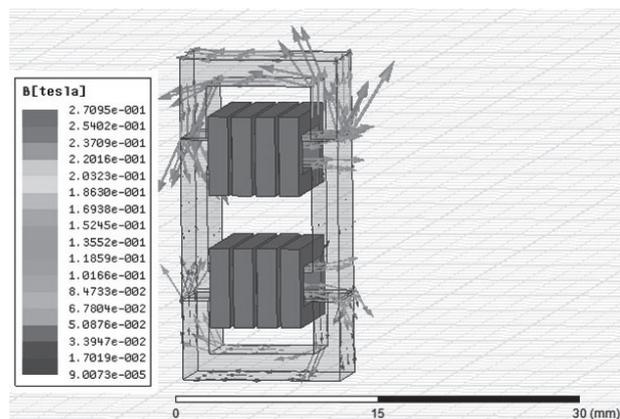
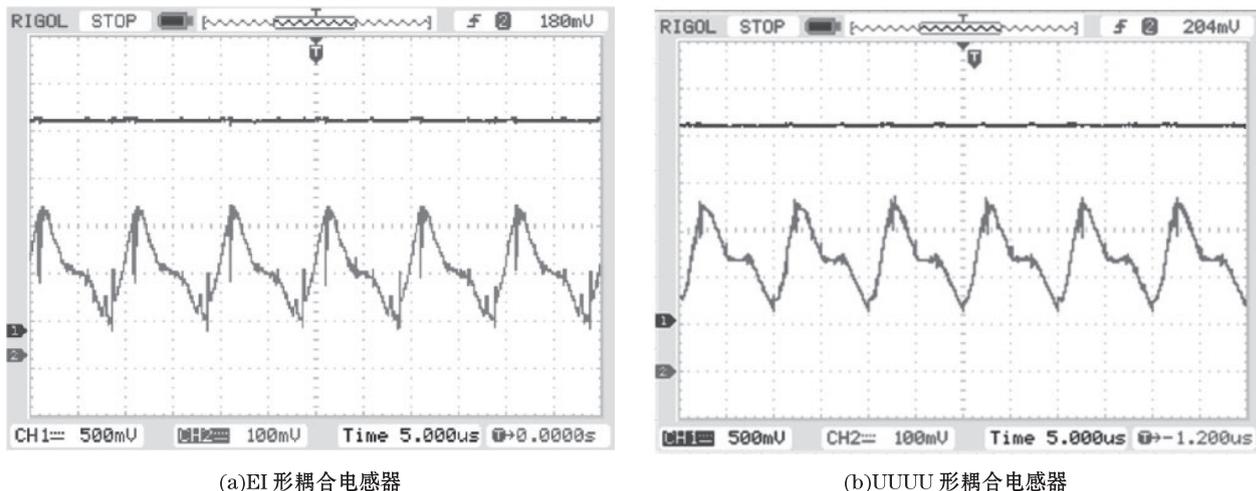


图8 耦合电感器的磁通矢量图

Fig.8 Flux vector coupled inductors



(a)EI 形耦合电感器

(b)UUUU 形耦合电感器

图 9 $D=0.2$, 两种耦合电感器应用于双向 DC/DC 变换器的输出电压和相电感电流波形

Fig.9 $D=0.2$, Output voltage & phase inductor current waveforms of two kinds of coupled inductors applied in bidirectional DC/DC converter

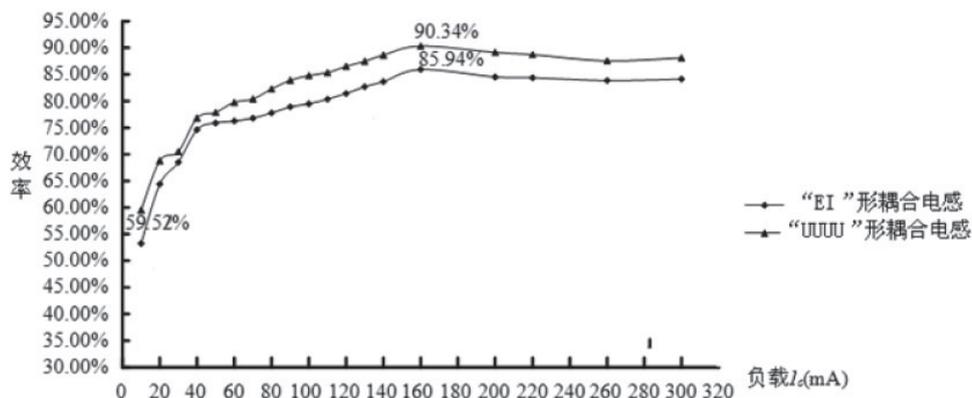


图 10 耦合电感器应用于双向 DC/DC 变换器的效率对比图

Fig.10 Comparison of efficiency coupled inductor used in bidirectional DC/DC converter

- [2] 郑娟娟; 陈为; 徐晓辉. UUI 新型气隙电感器电感特性分析 [J]. 电源学报, 2012, 7 (4): 19-23.
- [3] Hua Bai, Chris Mi. Eliminate Reactive Power and Increase System Efficiency of Isolated Bidirectional Dual-Active-Bridge DC-DC Converters Using Novel Dual-Phase-Shift Control[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2008, 23(6):2905 - 2914.
- [4] Oscar García, Pablo Zumel, Angel de Castro, and José A. Cobos. Automotive DC-DC Bidirectional Converter Made With Many Interleaved Buck Stages[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2006, 21(3):578 - 586.
- [5] Yanhui Xie, Jing Sun, James S. Power Flow Characterization of a Bidirectional Galvanically Isolated High-Power DC/DC Converter Over a Wide Operating Range[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2010, 25(1): 54 - 66.
- [6] Tsorng-Juu Liang, Shih-Ming Chen, Lung-Sheng Yang, Jiann-Fuh Chen, Adrian Ioinovici. Ultra-Large Gain Step-Up Switched-Capacitor DC-DC Converter With Coupled Inductor for Alternative Sources of Energy [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 2012, 59(4):864-874.
- [7] Yang Yugang, Yan Dong, Lee C Fred. A new coupled inductors design in 2-phase interleaving VRM[C]. Proceedings of the IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference, Wuhan, China, 2009: 344-350.
- [8] 杨玉岗, 于庆广, 李洪珠, 等. 四相电压调整模块中平面型可消除直流偏磁集成磁件研究 [J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(24): 179-185.
- Yang Yugang, Yu Qingguang, Li Hongzhu, et al. Research on planar integrated magnetics whose DC-bias can be eliminated in 4 phase interleaving VRM[J]. Proceedings

of the CSEE, 2006, 26(24):179-185.

[9] 陈为, 卢增艺, 王凯. 电压调节模块耦合电感性能分析与设计[J]. 电工技术学报, 2009, 24(1): 127-132.

Chen Wei, Lu Zengyi, Wang Kai. Performance analysis and design of voltage regulator module with coupled inductors[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(1):127-132.

[10] 杨玉岗, 冯本成, 韩占岭, 李洪珠. 四相 VRM 中无直流偏磁集成磁件 [J]. 电工技术学报, 2012, 27(04): 88-93.

Yang Yugang, Feng Bencheng, Han Zhanling, Li Hongzhu. Non DC-Bias Integrated Magnetic Components for 4-Phase VRM[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(04):88-93.

[11] 李洪珠, 郝文慧, 杨玉岗. 无气隙可改变耦合度阵列式集成

磁件在交错并联变换器中的应用 [J]. 电工技术学报, 2007, 22(7): 98-102.

Li Hongzhu, Hao Wenhui, Yang Yugang. Application of changeable coupling degree array integrated magnetics with no air gap to staggered-shunt converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007, 22(7): 98-102.

作者简介

杨玉岗 (1967), 男, 博士, 教授, 博导, 主要研究领域为电力电子技术及其磁集成技术。

yangyugang21@126.com

李涛 (1989), 男, 硕士研究生, 主要研究领域为电力电子技术及其磁集成技术。

上接118页

表 5 新型变压器与以往设计的对比实验

变压器	磁芯宽度/mm	耦合系数
文献[1]中的变压器	$N_p : N_s = 12:12$	90
新型非接触变压器	$N_p : N_s = 13:12$	73
		0.523
		0.583

6 结论

本论文在课题组原有的边沿扩展型非接触变压器的基础上, 提出了一种带屏蔽的绕组混合绕制的新型非接触变压器, 此绕制方法可以进一步地减小整个平面变压器的尺寸。同时, 本文引入电磁场屏蔽的方法解决由于垂直绕组的引入而增加的一个新的漏磁路, 并且对比了几种电磁场屏蔽的材料, 最终选择铝材料作为电磁场屏蔽的材料。结合电磁场仿真, 对带屏蔽的绕组混合绕制的新型非接触变压器进行了分析, 给出了屏蔽层的最佳长度公式。分析了新型变压器的磁路模型, 并且提出了进一步关于磁芯尺寸的优化方法。最后实际制作了一个新型的变压器, 验证了所提出的优化方法的正确性。

参考文献

[1] 张巍. 人体植入式非接触电能传输系统的研究 [D]. 南京: 南京航空航天大学, 2010.

[2] Chang-Gyun Kim, Dong-Hyun Seo, Jung-Sik You, et al. Design of a contactless battery charger for cellular Phone[J]. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2001, 6(48): 1238~1247.

[3] André Kurs, Aristeidis Karalis, Robert Moffatt, et al. Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances[J]. Science, 2007, 317(5834): 83-86.

[4] Jin Huh, Sungwoo Lee, Changbyung Park, et al. High performance inductive power transfer system with narrow rail width for On-Line Electric Vehicles[C]. IEEE ECCE, 2010, 647-651.

[5] 曹玲玲. 自激式非接触谐振变换器的初步研究 [D]. 南京: 南京航空航天大学, 2011.

[6] 赵修科. 实用电源技术手册: 磁性元器件分册 [M]. 沈阳: 辽宁科学技术出版社, 2002: 28-32.

[7] 陈先华, 刘娟, 张志华, 等. 电磁屏蔽金属材料的研究现状及发展趋势 [J]. 兵器材料科学与工程, 2012, 35(5): 96-100.

[8] 赵修科. 实用电源技术手册: 磁性元器件分册 [M]. 沈阳: 辽宁科学技术出版社, 2002: 28-32.

作者简介

侯佳 (1989), 女, 博士研究生, 主要研究方向为非接触能量传输技术, houjia@nuaa.edu.cn;

陈乾宏 (1974), 女, 博士, 教授, 主要研究领域为功率因数校正变换器、低压大电流变换器、磁集成技术、非接触传输系统及谐振变换器的研究。