

“目”字形耦合电感器的设计及应用

杨玉岗, 张书淇, 万冬, 朱恩泽

辽宁工程技术大学电气与控制工程学院, 葫芦岛 1251051

摘要: 为适应新一代低电压、大电流和快速暂态响应的功率需求, 提出一种“目”字形耦合电感结构, 通过分析耦合电感的磁通分布, 建立磁路模型, 推导出自感、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, 证明了耦合电感模型的正确性, 得出“目”字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。应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: 双向DC/DC变换器, “目”字形耦合电感器, 耦合度, 交错并联磁集成

Design and Application of The "UUUU" Shape Coupled Inductor

Yang Yugang, Zhang Shuqi, Wan Dong, Zhu Enze

Liaoning Technical University, Huludao 125105

Abstract: In order to meet the power needs of a new generation of low-voltage, high-current and fast transient response, proposed a “目” shape coupled inductor structure. By analyzing the coupled inductor flux distribution, established the magnetic circuit model to derive the formula inductance, leakage inductance and mutual inductance, provided the design method of coupled inductor. Through simulation and experiments to prove the correctness of the magnetic component model, obtained “目” shaped coupled inductor has a simple processing, large inductance, more uniform magnetic flux density distribution, good DC superposition characteristics. Applied the “UUUU” shaped coupled inductor to bidirectional DC / DC converter with phase small current ripple and high efficiency.

Keywords: DC/DC converter, “目” shape coupled inductor, coupling degree, interleaving magnetic integration

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好坏。磁性器件(简称磁件, 包括电感和变压器)是影响变换器体积、重量和效率的关键部分, 在变换器中实现能量存储与转换、滤波和电气隔离等功能。因此, 磁件的设计是变换器设计工作的重点^[1-10]。

磁件的结构决定了磁件的性能。文献[1]提出的“EI”形耦合电感器将气隙开在中柱, 两个线圈缠绕在两个侧柱, 最大程度的减小了两个线圈之间的磁阻, 增大了两个线圈的互感, 但是, 气隙过于集中, 磁通密度分布不均匀会引起磁芯损耗过大。本文提出了“目”字耦合电感器结构, 通过建立基本磁路模型和改进磁路模型, 给出了设计方法,

通过三维电磁场有限元仿真和应用在交错并联DC/DC变换器的实验, 验证“目”字形耦合电感器具有磁通密度分布更均匀, 直流叠加特性好, 相电流纹波小等优点。

1 “目”字形耦合电感器建模

1.1 “目”字形耦合电感器结构

本文提出的“目”字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。

这种结构中间由一对“U”字形铁芯紧密对接呈环状, 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; 四个气隙的分布增大了上下两侧的磁阻以及互感磁通量; 并且电感结构对称, 当变换器采用交

错并联技术，磁芯内部的直流偏磁能够相互削减。

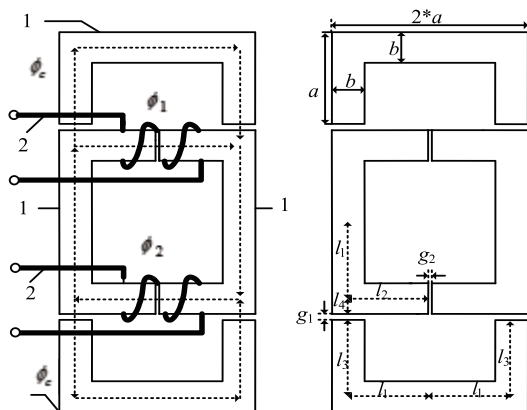


图1 “目”字形耦合电感器的磁通分布及磁路长度
Fig.1 Flux distribution and magnetic circuit length of “目” shape coupled inductors

1.2 “目”字形耦合电感器的电路模型

图1中“目”字形耦合电感器的等效电路模型与传统两相耦合电感器相同，如图2所示。图中， L_1 、 L_2 为两相电感绕组的自感， 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：

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

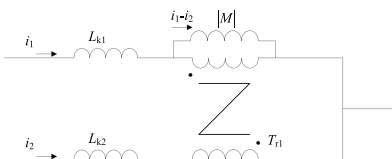


图2 两相耦合电感器的电路模型
Fig.2 Circuit model of 2-phase coupled inductor

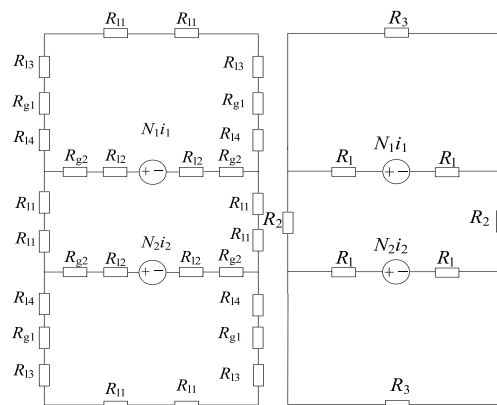
2 “目”字形耦合电感器的磁路模型

2.1 “目”字形耦合电感器的基本磁路模型

通过分析两相“目”字形耦合电感的磁通分布，建立简化磁路模型，忽略各相绕组产生的漏磁通和气隙边缘效应后，得到图1(a)的磁通分布。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（ $a=3b$ ）， h 为铁芯厚度， g_1 、 g_2 为气隙长度， l_1 、 l_2 、 l_3 、

l_4 为各部分磁路长度。

根据磁路欧姆定律得到两相“目”字形耦合电感器的基本磁路模型如图3(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} 、 R_{13} 、 R_{14} 为各段磁路的磁阻， R_{g1} 、 R_{g2} 分别为气隙 g_1 、 g_2 的磁阻。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3(b)所示。



(a) 磁路模型 (b) 串联磁阻合并后的磁路模型

图3 “目”字形耦合电感器的基本磁路模型

Fig.3 Basic magnetic circuit model for “目” shape coupled inductors

2.1.1 “目”字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：

$$R_{g_i} = \frac{1}{\mu_0} \frac{g_i}{b \times h} \quad (2)$$

各段铁芯的磁阻计算公式：

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

式中： μ_0 为空气磁导率， μ_r 为铁芯材料的相对磁导率， g_i 为气隙长度， b 为铁芯宽度， h 为铁芯厚度， l_i 为铁芯磁路长度。将图3(a)中同一条支路的磁阻合并，得到图3(b)中的磁阻 R_1 、 R_2 和 R_3 ：

$$\begin{cases} R_1 = R_{12} + R_{g_1} \\ R_2 = 2R_{11} \\ R_3 = 2(R_{11} + R_{13} + R_{14} + R_{g_2}) \end{cases} \quad (4)$$

根据电感与磁阻的关系，可以计算出“目”字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：

$$\begin{aligned} L_1 = L_2 = L &= \frac{N^2 (R_a + R_c)}{R_a^2 + 2R_a R_c} \\ &= \frac{N^2 (R_3^2 + 4R_1 R_2 + 4R_1 R_3 + 2R_2 R_3)}{2(2R_1 + R_3)(2R_1 R_2 + 2R_1 R_3 + R_2 R_3)} \end{aligned} \quad (5)$$

$$L_{k1} = L_{k2} = \frac{N^2 R_a}{R_a^2 + 2R_a R_c} \quad (6)$$

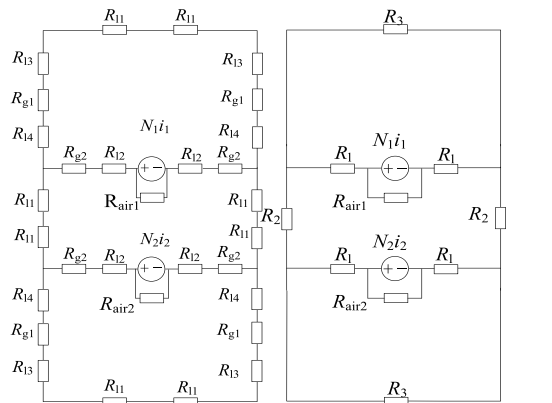
$$= \frac{N^2 (R_2 + R_3)}{R_3^2 + 2R_1 R_2 + 2R_1 R_3 + R_2 R_3}$$

其中：

$$\begin{cases} R_a = 2R_1 + \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} \\ R_c = \frac{R_3^2}{2R_2 + 2R_3} \end{cases} \quad (7)$$

2.2 “目”字形耦合电感器的改进磁路模型

为进一步提高磁路模型的精度，将所忽略的气隙磁阻的磁场边缘效应以及绕组外面空气的漏磁通重新考虑在内。于是在图3基础上得到改进的两相“目”字形耦合电感的磁路模型如图4所示。其中， R_g 中考虑了气隙的磁场边缘效应，磁势 F_1 和 F_2 上并联了空气磁阻 R_{air1} 和 R_{air2} ，图4(b)是图4(a)中串联磁阻合并后的模型。下面分析这几个磁阻。



(a) 磁路模型 (b) 串联磁阻合并后的磁路模型

图4 “目”字形耦合电感器的改进磁路模型

Fig.4 Improved magnetic circuit model for “目” shape coupled inductors

2.2.1 “目”字形铁芯的磁轭气隙磁阻 R'_{g1} 、 R'_{g2}

当考虑气隙 g_1 和 g_2 的磁场边缘效应时，可求得图1中“目”字形耦合电感器气隙磁阻 R'_{g1} 、 R'_{g2} [11]：

$$R'_{g1} = \frac{1}{\mu_0 \left[\frac{b}{g_1} + \frac{2}{\pi} \left(1 + \ln \frac{\pi d}{2g_1} \right) \right] h} \quad (8)$$

$$R'_{g2} = \frac{1}{\mu_0 \left[\frac{2b}{g_2} + \frac{2}{\pi} \left(1 + \ln \frac{\pi d}{g_2} \right) \right] h} \quad (9)$$

式中， $d=N'd_1+2\delta$ ， N' 为绕组层数， d_1 为绕组厚度， δ 表示绕组与其窗口两侧之间所留的裕量。

2.2.2 绕组外面的空气磁阻 R_{air}

对“目”字形耦合电感器绕组产生的外部空气磁场进行分析，可得其近似磁力线分布如图6所示。图中矩形底座表示缠绕着宽度为 $w=2a-2b$ 的绕组的“目”字形铁芯磁柱，半圆柱表示磁力线通过的区域。

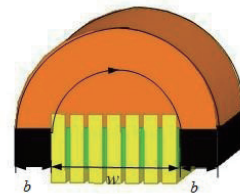


图5 “目”字形耦合电感器绕组外面的空气磁力线分布

Fig.5 Flux distribution in the air out of coupled inductors' central windings

由图5及文献[12]的空间切割概念可得到“目”字形耦合电感器各相绕组产生的空气磁力线区域如图6所示，绕组产生的磁力线所通过的区域包括前、后两部分，其磁力线所遇到的磁阻分别为 R_t 和 R_b ，呈半圆柱型，由于前、后两面的绕组对称，故只画了一面。于是可得两相绕组的空气磁阻 R_{air1} 和 R_{air2} ：

$$R_{air} = R_{air1} = R_{air2} = R_t // R_b \quad (10)$$

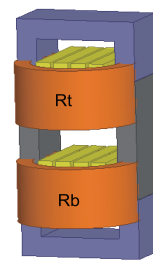


图6 耦合电感器绕组外面的空气磁阻

Fig.6 Air reluctance outside the winding of “目” shape coupled inductors

磁阻 R_t 和 R_b 的计算公式为：

$$R_t = R_b \approx \frac{\bar{l}}{\mu_0 \bar{S}_t} \quad (11)$$

式中，“ \bar{l} ”为磁阻区域的平均磁路长度，“ \bar{S}_t ”为磁阻区域的平均截面积，并有：

$$\begin{cases} \bar{l} = \frac{l_{min} + l_{max}}{2} \\ l_{min} = w \\ l_{max} = \frac{\pi(w+2b)}{2} \\ \bar{S}_t = \frac{V_t}{\bar{l}} = \frac{\pi(w/2 + b)^2 \times b}{2\bar{l}} \end{cases} \quad (12)$$

其中 V_l 为磁阻区域的体积。

2.2.3 改进磁路的电感计算

在得到各个磁阻的计算公式后,可计算图4中改进磁路模型的绕组自感 L_1 、 L_2 和漏感 L_{k1} 、 L_{k2} ,若 $N_1=N_2=N$,可得:

$$L_1 = L_2 = \frac{N^2(R_3^2 + 4R_1R_2 + 4R_1R_3 + 2R_2R_3)}{2(2R_1 + R_3)(2R_1R_2 + 2R_1R_3 + R_2R_3)} + \frac{N^2}{R_{air}} \quad (13)$$

$$L_{k1} = L_{k2} = \frac{N^2(R_2 + R_3)}{R_3^2 + 2R_1R_2 + 2R_1R_3 + R_2R_3} + \frac{N^2}{R_{air}} \quad (14)$$

3 “目”字形耦合电感器的设计

通过上述分析,得到了“目”字形耦合电感各部分尺寸和电感值、漏感值之间的关系,能够根据电路对电感的电感值和耦合度的要求,设计出所需的“目”字形结构耦合电感,具体的设计步骤如下:

3.1 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 ; 稳态输出电流纹波为 ΔI_o , 暂态电流响应速度为 $\Delta i/\Delta D$ 。

3.2 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:

$$L_k = \frac{2V_{in} \cdot \Delta D}{f_s \cdot \Delta i} \quad (15)$$

为了满足 ΔI_o ,可求得稳态电流纹波为

$$\Delta I_o = \frac{1-2D}{L_k} \cdot \frac{V_o}{f_s} \quad (16)$$

若 $\Delta I_o \leq \Delta I_o$,说明设计的耦合电感不但满足变换器对暂态电流响应速度的要求,还满足变换器对稳态电流纹波的要求。若 $\Delta I_o > \Delta I_o$,说明所设计的电感仅能满足暂态电流响应速度的需求,而不能满足稳态电流纹波的要求。自感 L 为:

$$L = \frac{L_k}{1+k} \quad (17)$$

式中, k 为耦合系数, $-1 \leq k \leq 0$ 。

3.3 铁芯尺寸计算

“目”字形铁芯磁柱在不饱和限制条件下的最大磁通密

度^[13]为:

$$B_{max} = \frac{\Phi}{A} + \frac{\Delta\phi}{A} \quad (18)$$

其中: Φ 表示直流磁通, $\Delta\phi$ 表示交流磁通,所以:

$$B_{max} = \left[L_k \cdot \frac{I_o}{2} + \frac{V_o(1-2D)}{f} \right] / A \leq B_{sat} \quad (19)$$

其中, A 为电感绕组所缠绕磁芯的截面积; B_{max} 为铁芯不饱和前提下能够承受的最大磁通密度。

由式(19)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(15)和式(17)求得的自感和漏感代入式(13)和(14)可以得到气隙长度 g_1 和 g_2 。

4 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工作模式下,输入电压 $V_H=10V$,输出电压 $V_L=2V$,输出电流值 $I_o=4A$, Boost工作模式下,输入电压 $V_L=10V$,输出电压 $V_H=14V$,输出电流值 $I_o=2A$, $f_s=100kHz$ 。控制电路采用DSP2812,相电流的测试采用闭环霍尔电流传感器CHB-25NP,匝比 $n=1/1000$,测试电阻 $R_M=1000\Omega$ 。根据电路对电感的要求,制作了传统“EI”和“目”字形耦合电感样品如图8。

4.1 磁件样机制作

根据第2节内容计算磁件。设计的电感采用材料为TP4材料制作铁芯,垫气隙来加工“目”字形耦合电感的气隙,采用一个“E”形铁氧体和一个“I”形铁氧体制作传统“EI”形电感,电感样品如图7(a);采用相同材料,设定图1(b)中 a 、 b 、 d 、 h 分别为6mm, 2mm, 4mm, 6mm,制作“目”字形耦合电感,电感样品如图7(b)。

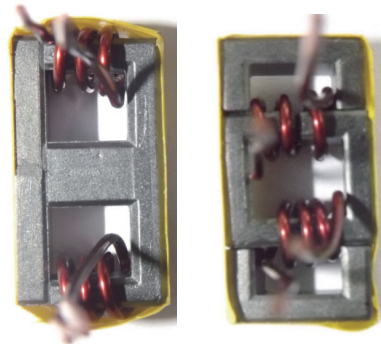


图7 磁件样机

Fig.7 Magnetic prototype

为了便于比较“EI”形耦合电感器和“目”字形耦合电感器的性能,两者的线圈及磁芯尺寸应该相同,匝数相同,调整气隙大小使得两种漏感相等。

由图7,“目”字形耦合电感器和“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。“目”字形耦合电感器能够通过垫气隙垫的方式来加工气隙。

4.2 电感值比较

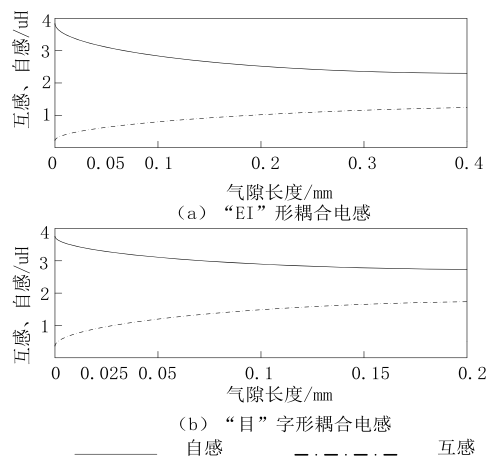


图8 电感值比较

Fig.8 Inductance value comparison

图8是两种磁件开不同气隙时线圈的自感、互感。“目”字形磁件的气隙范围0~0.2mm,“EI”形磁件的气隙范围

0~0.4mm。

比较图8中电感值的数据,“目”字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,“目”字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。

4.3 铁芯的磁通密度分布

进行电感设计要求在绕组上通过最大电流时,铁芯的最大工作磁通密度不能大于铁芯材料饱和的磁通密度。利用ANSYS电磁场仿真软件对5.1的两种磁件建模。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”形磁件上下气隙为0.05mm,中柱气隙0.2mm,“目”字形磁件上下气隙为0.2mm,中柱气隙为0.05mm,仿真其铁芯工作磁通密度,仿真结果如图9所示。

由图9可见,两种铁芯的最小工作磁密相同,而“目”字形结构铁芯的最大工作磁通密度仅为“EI”形结构铁芯的53%,说明“目”字形结构的电感的磁通密度分布比较均匀,铁芯更不易饱和。“EI”形结构的大部分磁通密度为0.081T,“目”字形结构铁芯整个中间部分磁通几乎为零,大部分磁通为0.036T,“目”字形结构的电感铁芯整体磁通密度更低。

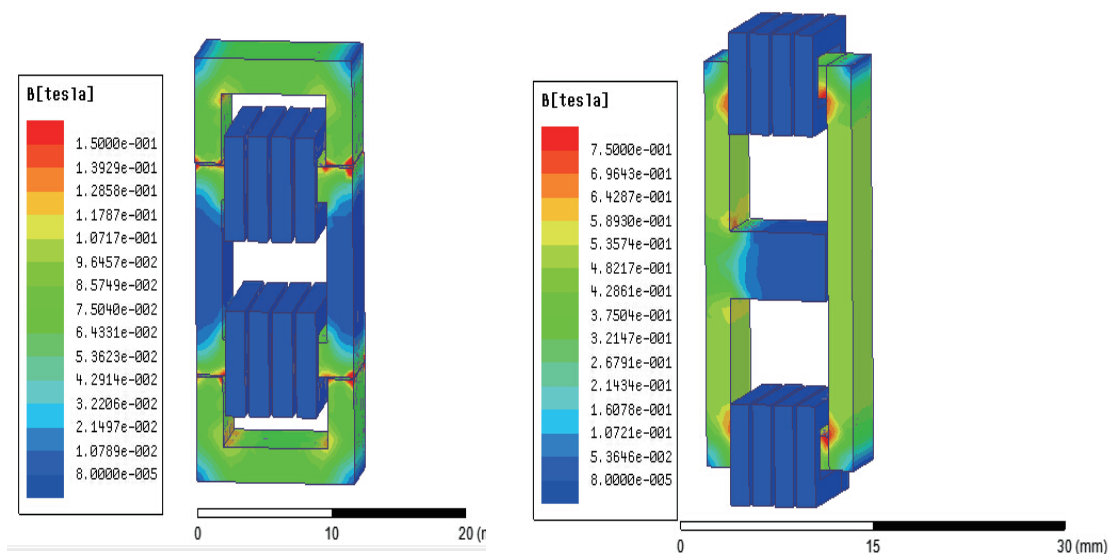


图9 磁通密度矢量

Fig.9 The magnetic flux density distribution

4.4 直流叠加特性比较

“目”字形耦合电感整个中间部分磁通几乎为零本质在于其直流叠加特性。将图 10(b) 中“目”字形耦合电感绕组减少一组进行仿真，来看叠加特性。仿真结果如图 11 所示。图 11(a) 对应“目”字形耦合电感一相电感工作，图 11(b) 为“目”字形耦合电感两相电感工作。

图 11 可明显看出，“目”字形耦合电感器单通道工作过程中，耦合电感的磁通主要分布在中间部分，两相电感工作时，中间部分磁通很低。说明两电感集成后，铁芯中

间部分的直流磁通相互削减。最大磁通密度点降低，耦合电感铁芯更不容易饱和。能够在耦合电感铁芯不饱和的前提下，减小电感的体积，降低其重量。

结合图 10 可看出，“目”字形耦合电感直流叠加特性好于“EI”形耦合电感，能够更大程度的减小耦合电感的体积。

4.5 “目”字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

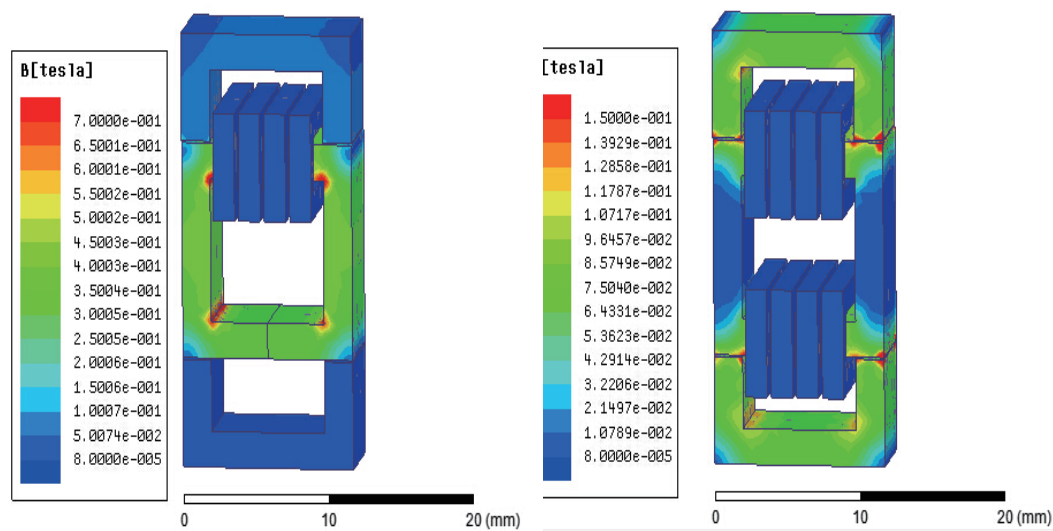


图 11 耦合电感器的磁感应强度仿真图

Fig.11 Flux density simulation results of coupled inductors

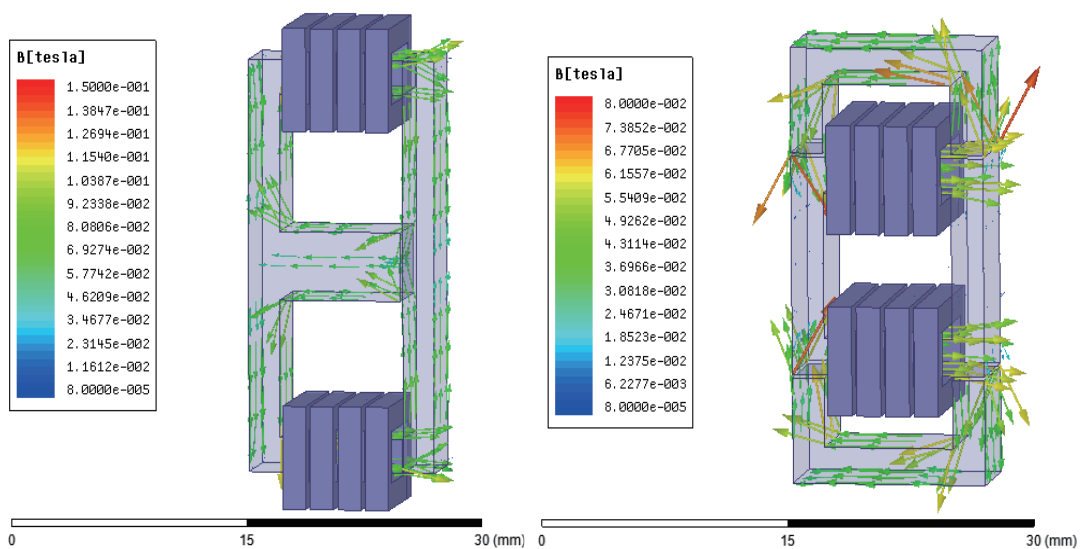


图 12 “目”字形耦合电感器的磁通矢量图

Fig.12 Flux vector 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 12 中我们能够看出气隙长度对变换器扩散磁通的影响。

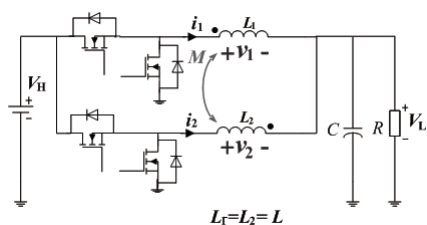
“EI”形耦合电感器是将气隙设置在中柱，气隙被包住，磁场泄露较小，而“目”字形耦合电感器气隙分布在侧边，由于气隙面存在磁压降，所以在气隙周围的空间就会有磁场泄露，这是较“EI”形不好的地方但是扩散的范围不大，局限在气隙附近。

由于两个气隙的磁势方向相反，从大范围上看，两磁势是相抵消的，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。

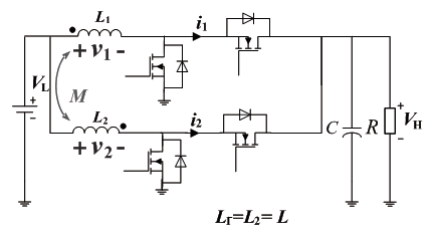
相比之下，“目”字形耦合电感器气隙对称，磁势方向相反，磁势能够两两抵消；气隙长度更短，扩散磁通范围更小，从而减小周围电子设备干扰，减小线圈涡流损耗，提高变换器效率。

4.6 “目”字型耦合电感器的应用

本文提出的“目”字形耦合电应用于双向 DC/DC 变换器 Buck、Boost 工作模式下。交错并联双向 Buck 变换器的电路图如图 13 所示，将两个分开的电感用“目”字形耦合电感替换。



(a) Buck 工作模式



(b) Boost 工作模式

图 13 两相交错并联双向 DC/DC 变换器的主电路

Fig.13 Topology of 2-phase interleaving bidirectional DC/DC converter

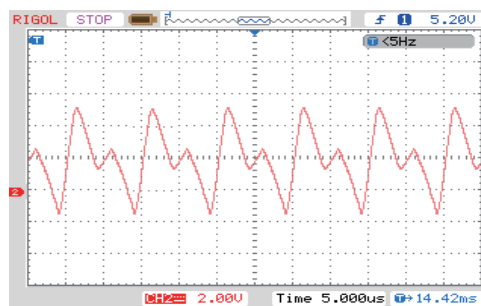
表 1 “目”字形耦合电感器的电感值（4 匝， $g_1=0.25\text{mm}$ ， $g_2=0.02\text{mm}$ ）

Tab.1 Inductance of “目” coupled inductors

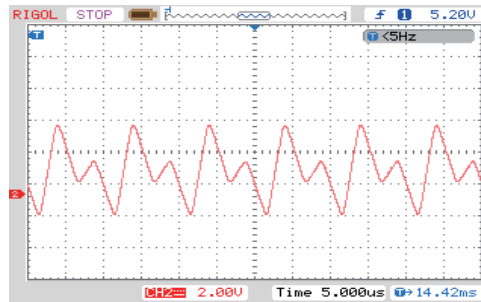
电感	基本磁路模型		改进磁路模型		有限元仿真		样机实验 (uH)
	电感值 (uH)	误差 (%)	电感值 (uH)	误差 (%)	电感值 (uH)	误差 (%)	
自感	1.77	25.6	1.92	19.3	2.43	2.1	2.38
互感	-1.43	21.4	-1.47	19.2	-1.85	1.6	-1.82
漏感	0.34	39.2	0.45	21.2	0.57	1.8	0.56

按照第 4 节中的设计指标，搭建两相交错并联双向 DC/DC 变换器实验平台如图 15，测试所设计的“目”字形电感和传统的“EI”形电感运行在双向 DC/DC 直流变换器中，实验结果如图 14 所示。

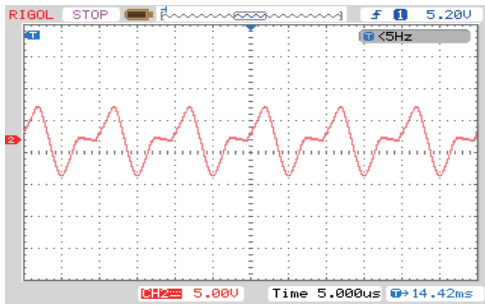
由实验波形图 14 可见，在 Buck、Boost 两种模式下，采用“目”字形铁芯结构电感的电流纹波比采用“EI”形铁芯结构电感的电流纹波小，开关管开通和关断时的电流尖峰更小。



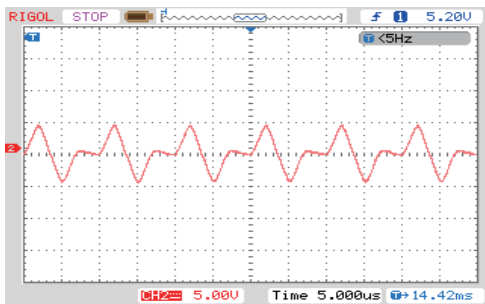
(a) EI 形耦合电感器



(b) “目”形耦合电感器
(Buck 模式， $D=0.2$)



(a) EI 形耦合电感器



(b) “目”形耦合电感器
(Boost 模式, $D=0.29$)

图 14 两种耦合电感器应用于双向 DC/DC 变换器的相电感电流波形

Fig.14 Phase inductor current waveforms of two kinds of coupled inductors applied in bidirectional DC/DC converter

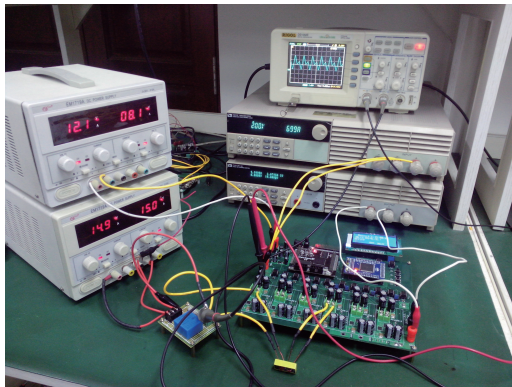
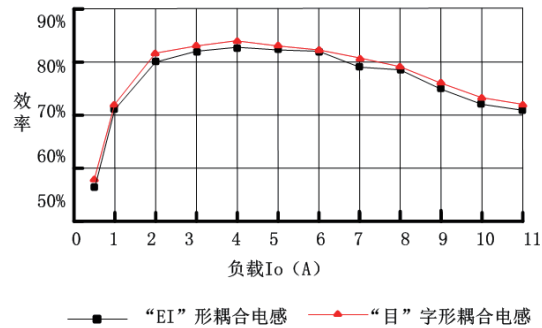


图 15 实验样机与测试系统

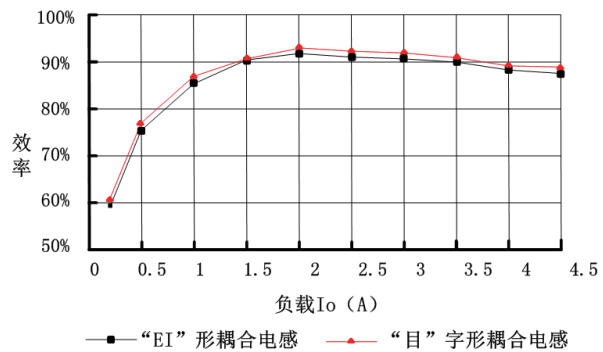
Fig.15 Prototype and its test system

将设计的两种耦合电感分别应用在双向 DC/DC 变换器中, 改变负载值, 测试不同负载时变换器的电能传输效率, 如图 16 所示。双向 DC/DC 变换器工作在 Buck 模式下, 当负载电流为 0.5A 时, 应用 EI 耦合电感的电路效率只有 57.8%, 而此时应用“目”字形耦合电感的变换器效率为 58.8%, 两个耦合电感器工作在 Buck 模式的最大效率差为

1.5%。双向 DC/DC 变换器工作在 Boost 模式下, 当负载电流为 0.2A 时, 应用 EI 耦合电感的电路效率为 59.2%, 而应用“目”字形耦合电感的变换器效率为 60.3%, 两个耦合电感器工作在 Buck 模式的最大效率差为 1.1%。由此证明应用“目”字形耦合电感可有效地提高电路的效率。



(a) Buck 工作模式



(b) Boost 工作模式

图 16 耦合电感器应用于双向 DC/DC 变换器 Buck 模式下的效率对比图

Fig.16 Comparison of efficiency used in bidirectional DC/DC converter with coupled inductor

5 结论

通过以上理论推导, 仿真和实验分析表明, “EI”形与“目”字形耦合电感器在相同磁芯尺寸下相比, 具有以下特点:

- (1) 互感、自感和耦合系数更大;
- (2) 磁芯的磁通密度分布更均匀;
- (3) 扩散磁通范围小, 气隙对称, 能够相互抵消;
- (4) 应用在双向 DC/DC 变换器工作, 相电流纹波更小;
- (5) 应用于交错并联磁集成双向 DC/DC 变换器, 有效的提高电路的效率。

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.
- [2] 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.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] 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.
- [11] Balakrishnan A, Joines W, Wilson T. Air-gap reluctance and inductance calculations for magnetic circuits using a schwarz-christoffel transformation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1997, 12(4): 654-663.
- [12] Hoke A, Sullivan C R. An improved two-dimensional numerical modeling method for E-core transformers[C]. Proceedings of the IEEE Applied Power Electronics Conference, Dallas, US, 2002, 1: 151-157.
- [13] 刘学超, 平面磁集成电压调节模块建模方法及磁耦合微分几何解耦控制 [D]. 华南理工大学, 2006.