

错位条件下非接触变压器的磁场模型及其优化

柯光洁, 陈乾宏, 张钰晟

江苏省新能源发电与电能变换重点实验室(南京航空航天大学自动化学院), 江苏南京 211106

中图分类号: TM4 文献标识码: B 文章编号: 1606-7517(2016)10-7-153

摘要: 为解决无线电能传输系统中非接触变压器原副边错位所导致的系统电路参数的大范围变化, 以边沿扩展型非接触变压器为例, 结合磁场仿真研究, 分析磁通耦合特性, 构建磁场模型, 给出耦合系数在横向错位下的求解方法。基于磁场分布的特点, 优化绕组结构, 提出副边多绕组的新型非接触变压器结构。采用优化后的非接触变压器结构, 设计 60W 非接触变换器。耦合系数的计算结果和测试结果一致, 证明了所提磁场模型及耦合系数计算方法的正确性。与传统边沿扩展非接触变压器相比, 在 10mm 气隙条件下, 变压器的有效充电区域显著增大。

关键词: 错位, 变参数, 磁场模型, 副边多绕组

Magnetic Field Model and Optimization of Contactless Transformers with Large Tolerance

KE Guangjie, CHEN Qianhong, ZHANG Yusheng

Jiangsu Key-Laboratory of New Energy Generation and Power Conversion(College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics), Nanjing 211106, Jiangsu Province, China

1 引言

非接触供电技术克服了传统接触式电能传输存在的如接触火花、碳积等问题, 已被应用到电动汽车等多种应用场合。

EV-无线充电系统中, 电能传输侧和电能接受侧一般存在相对运动, 例如汽车停车过程中会由于方向偏移、位置错开, 引起系统中用来传输电能的关键部件——非接触变压器的参数大范围变化, 从而导致其耦合系数、原副边绕组自感、互感等电路参数的明显变化^[1-2]。主电路参数的明显变化会导致输出电压、电流特性大范围变化, 使得控制困难, 严重时还可能导致系统失控。

为了解决这一问题, 国内外科研工作者也从不同方面做了进一步研究。陈乾宏等提出一种不对称的磁芯结构, 通过增大副边磁芯面积, 减小耦合磁路磁阻, 减小了非接触变压器耦合系数的错位敏感度^[3]。J. T. Boys 提出在非接触变压器副边两绕组(被简称 DD 绕组)中间叠加与副边绕组重叠的第三绕组(被简称 Q 绕组), 减小次级输出功率的横向错位敏感度^[4]。文献[5]为解决电动汽车动态驱动过程中的横向偏移问题, 提出了一种多相导轨式感应充

电系统, 从而在更宽的范围内产生相对比较均匀的磁场。文献[2]提出在非接触变压器原边矩形绕组上再叠加绕组, 并将原边两绕组分别沿矩形的两个对角线拆分, 减小输出电压对沿对角线方向错位的敏感度。上述方法虽然在一定程度上解决了非接触变压器错位对系统性能的影响, 但尚不能解决沿任意方向错位, 有待改进。

论文以边沿扩展型非接触变压器为例, 分析了磁通耦合特性, 在此基础上构建磁场模型, 给出耦合系数在横向偏移下的求解方法; 根据磁场分布特点, 给出变压器的优化设计方法, 最终提出一种副边多绕组的新型非接触变压器结构, 能够在不同方向以及不同程度错位条件下, 自动切换磁通耦合效果最佳的辅助绕组单元, 进而通过副边多路绕组的组合输出, 减小非接触变压器输出特性的错位敏感度, 提高非接触变压器的功率传输能力。

2 边沿扩展型非接触变压器磁场仿真研究

2.1 磁通耦合特性分析

定义变压器原副边沿 x 方向偏移为横向错位, 沿 y 方向偏移为纵向错位, 原副边位置发生相对旋转为角向错位。

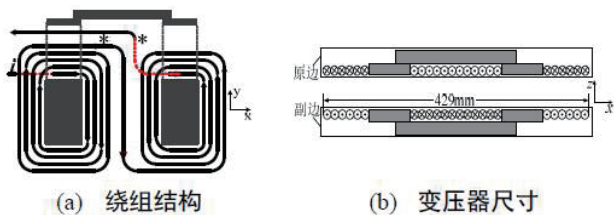


图1 边沿扩展型非接触变压器

边沿扩展型非接触变压器原边绕组分段绕制，两段绕组顺向串联，如图1所示。给出了副边开路时的 Ansoft2D 瞬态磁场仿真结果（原边激励电流 $i_p=10A$ ），图2(a)、2(b)分别为原副边磁芯正对与发生横向错位时的磁力线分布图，从图中可以看到在原副边正对以及横向错位条件下，磁通方向始终以变压器原边中心轴线 BB' 为分界，在该仿真实例中 BB' 左侧的磁通方向始终为自上向下，而右侧磁力线方向始终为自下向上，图中箭头所指为磁场方向。在原副边磁芯完全正对时，副边绕组的两段绕组单元均与原边正向耦合，耦合磁通相互叠加，原副边之间耦合磁通最多，耦合系数最大，系统的功率传输能力和变压器的效率特性最佳。纵向错位条件下，尽管原副边耦合的磁通对应磁路的磁阻增大，但是副边绕组耦合磁通的磁场分布规律基本不变，同时这种结构的绕组所围绕的磁极面积相对较大，因而非接触变压器的耦合系数对纵向错位不太敏感。

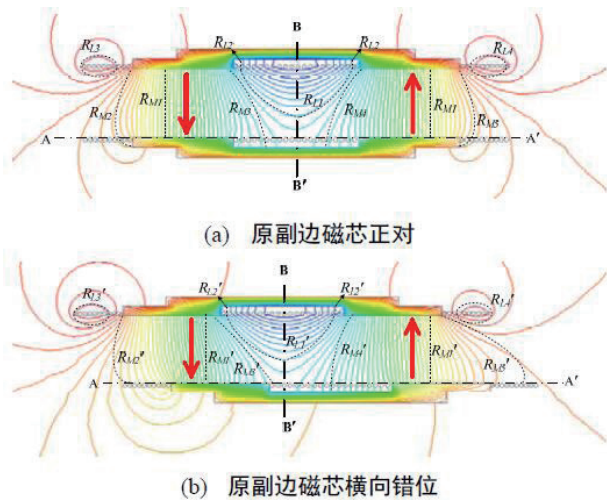


图2 二维磁场仿真磁力线分布及磁阻定义示意图

在文献[6]中给出了平面分布式绕组变压器的磁通分块示意图，进一步可以定义非接触变压器的磁阻如图2所示。对比图2(a)与图2(b)可以发现，发生横向错位时，经副边左侧绕组闭合的部分磁通所对应的磁阻 R_{M2} 因磁通路径的延长而增大，而经副边磁芯闭合的匝链副边全部绕组

的全耦合磁通所对应的磁阻 R_{M1} 由磁芯的正对面积减小而增大；同时图2(b)所示变压器原副边横向错位时，磁通方向始终以变压器原边中心轴线 BB' 为分界，导致副边左侧绕组耦合到的磁通有的进、有的出，两段绕组耦合到磁通部分相互抵消，使得有效导磁面积大大减小。当横向错位到一定程度时，会出现副边绕组耦合到的原边激励产生的磁通进、出完全抵消，进而使得耦合系数几乎为零，丧失功率传输能力。

2.2 感应盲点位置分析研究

从上节的分析可知，非接触变压器原副边磁芯发生横向错位时，会出现的进、出磁通完全抵消的“感应盲点”。为了进一步分析“感应盲点”位置，沿图2所示 AA' 轴线垂直纸面做剖面 O ，取非接触变压器副边在剖面 O 上的投影构建磁场模型，如图3所示，假设非接触变压器原副边完全对称。其中轴线 CC' 为沿变压器原边中心轴线 BB' 垂直纸面的切面在 xz 平面上的投影， CC' 轴线左侧磁场垂直纸面向内， CC' 右侧磁场垂直纸面向外。

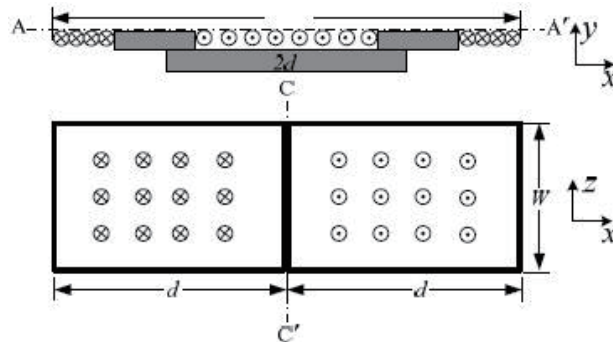


图3 原边绕组简化与等效磁场分布图

在原副边磁芯正对的时候，由于副边两段绕组顺向串联，所以耦合到的磁通相互叠加。副边绕组耦合到的原边激励产生的磁通 ψ_0 ：

$$\psi_0 = N_s \phi_0 + N_s \phi_0 = 2N_s BS = 2N_s Bda \quad (1)$$

其中 B 为原边激励产生的磁通的磁感应强度，由于边沿扩展型非接触变压器的磁芯正对面积大，因而可近似认为 B 为一个恒定值； N_s 为副边一段绕组匝数， S 为副边一段绕组所围成区域的有效导磁面积， d 为副边一段绕组的横向尺寸， w 为副边绕组的纵向尺寸，见图3，变压器的横向尺寸为 $2d$ 。

在原副边磁芯横向错位 x 时，此时原副边绕组的相对位置关系如图4所示。

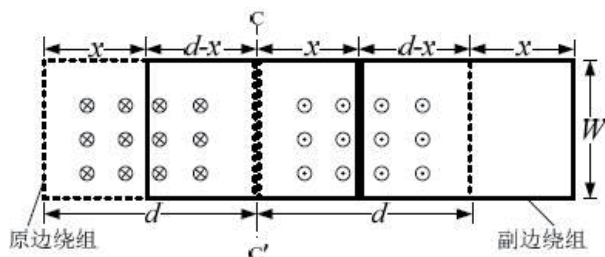


图4 横向错位 x 时副边绕组耦合磁通示意图

假定原边激励产生的磁通密度 B 在整个磁场区域内为恒定值, 则此时副边绕组耦合到的原边激励产生的磁通 ψ_x 为副边两段绕组耦合到的磁通之和:

$$\psi_x = N_s Ba(d-x-x) + N_s Ba(d-x) = N_s Ba(2d-3x) \quad (2)$$

其中 $x < d$, 令 ψ_x 等于零, 可以求得:

$$x = 2d/3 \quad (3)$$

图 5 给出了基于上文所提出的磁场模型下的横向错位 $2/3d$ 时副边绕组耦合磁通示意图, 则以变压器副边沿 x 方向的两个边界线、副边两段绕组的分界线、变压器原边右侧区域的边界线以及原边磁场方向变化的临界线可以将变压器副边分成 4 个区域 I、II、III、IV。

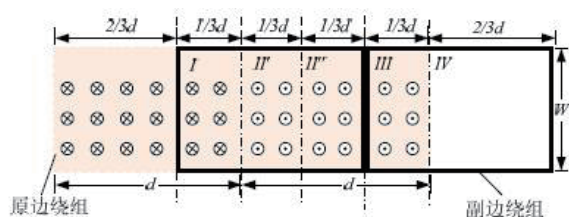


图5 横向错位 $2/3d$ 时副边绕组耦合磁通示意图

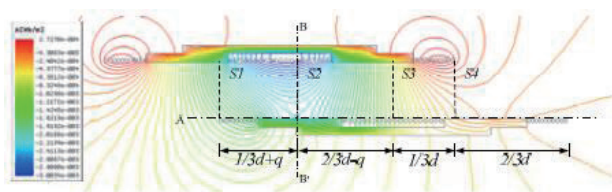


图6 错位横向尺寸 $1/3$ 时的磁场分布

基于图 5 所示变压器模型, 对“感应盲点”位置处的磁通耦合进行说明。区域 IV 偏移出原边激励产生的磁场区域, 假设该部分副边绕组与原边绕组间不存在磁通耦合; 将区域 II 沿 x 方向进行等分为导磁面积相等两部分区域 II' 和 II'', 则区域 I 与区域 II' 所围成的导磁面积相等, 但是流过这两部分的磁力线方向相反, 且两部分磁通作用于副边同一段绕组, 可认为这两部分磁通相互抵消; 区域 II'' 与区

域 III 所围成的导磁面积相等, 且流过两部分的磁力线方向相同, 但是这两部分磁通分别作用于副边两段绕组, 两段绕组顺向串联, 因此也可认为这两部分磁通相互抵消。因此在图示位置, 变压器副边耦合到原边激励产生的磁通“进出”完全抵消。

为了验证上述变压器模型适用性, 仍以图 1 所示非接触变压器进行磁场仿真研究, 取横向错位距离为变压器横向总尺寸 42.9cm 的 $1/3$, 则 2D 磁场仿真结果如图 6 所示, 此时变压器的耦合系数为 0.017, 近似为零。则对应于图 5, 可将磁场相应的划分为 S1、S2、S3、S4 四个区域。

区域 S4 为偏移出变压器原边边界部分, 可以发现该区域内的磁力线数相对于总的磁力线数而言很少, 因此上述对区域 IV 内耦合磁通忽略不计的假设成立; 区域 S1 与区域 S2 内的磁通方向相反, 且匝链同一段副边绕组, 两个区域以磁场分界轴线 BB' 划分, 从图中可以看到, 磁芯底柱的影响使得 BB' 在横向错位过程中发生小偏移 q, 因此不能够通过将区域 S2 沿 x 方向等分来进行磁通抵消。但是观察图中磁场分布可以看到, 虽然区域 S2 的有效导磁面积小于区域 S1 与区域 S3 有效导磁面积的叠加, 但是区域 S3 的磁密小, 因此总体看来, 区域 S2 耦合到的磁通仍能与 S1 与 S3 耦合到的总磁通相互抵消。

综合上述分析, 对于原边绕组分段绕制、耦合磁通不同区域方向不同的非接触变压器结构, 当变压器原副边横向错位距离到变压器横向尺寸的 $1/3$ 左右时, 副边绕组耦合到原边激励产生的磁通进、出完全抵消, 耦合系数为零, 丧失功率传输能力。

2.3 横向错位条件下耦合系数求解

图 6 给出了图 1 所示非接触变压器模型的耦合系数在不同横向错位距离下的仿真结果, 可以看到耦合系数变化曲线近似为一个正弦, 为此可以用正弦函数对横向错位条

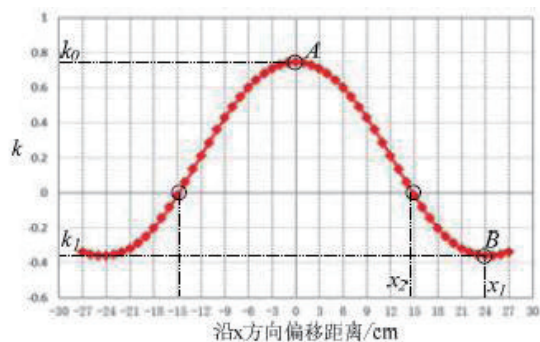


图6 耦合系数随 x 方向偏移距离变化曲线

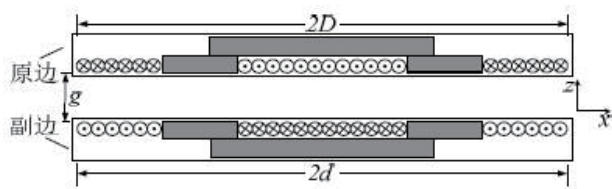


图7 非接触变压器的几何参数示意图

件下耦合系数的变化曲线进行拟合。

图7给出了边沿扩展型非接触变压器的几何参数示意图，其中g为原副边气隙间距，2d为变压器副边横向总长度，2D为变压器原边横向总长度。

由于沿x正负方向偏移时，耦合系数变化曲线完全对称，因此可以取变压器原副边沿x正方向错位时的耦合系数变化曲线进行拟合，拟合函数为：

$$k(x) = a \sin(bx + c)e^{mx} + h \quad (3)$$

其中 k_0 为原副边磁芯正对条件下的耦合系数，x为横向错位距离，a、b、c、m、h均为待求参数。

观察式(3)可以发现， $k(x)$ 为衰减震荡函数，b表征正弦曲线的周期，可以近似由 $k(x)$ 曲线的两个极值点求得，如6所示A和B。其中A为原副边磁芯正对，即 $x=0$ ，耦合系数最大为 k_0 ；B对应横向错位距离到 x_1 ，耦合系数为 k_1 。则可以近似求解出b为：

$$b = 2\pi / (2x_1) \quad (4)$$

定义“感应盲点”对应的横向错位距离为 x_2 ，因此可以列写下列三个方程：

$$k(0) = a \sin(c)e^0 + h = k_0$$

$$k(x_1) = a \sin(bx_1 + c)e^{mx_1} + h = k_1 \quad (5)$$

$$k(x_2) = a \sin(bx_2 + c)e^{mx_2} + h = 0$$

对式(3)求导，代入 $x=0$ 与 $x=x_1$ 两个极值点，可以求得：

$$c = \arctan\left(-\frac{m}{b}\right) \quad (6)$$

将式(5)所示方程组与式(4)、式(6)联立，即可求得5个未知量a、b、c、h、m。

基于图4所示非接触变压器模型，可以进一步求得 x_1 、 x_2 的近似值 x_{10} 、 x_{20} 如表1所示。

文献[6]通过构建磁路模型给出了不同气隙条件下变压器原副边正对时的耦合系数的量化计算方法，因此可以认为 k_0 为已知。参考文献[6]中的磁路模型及分析方法，亦可求解出 k_1 。实际通过对边沿扩展型非接触变压器的仿

表1 x_{10} 、 x_{20} 取值

	x_{10}	x_{20}
$D=d$	d	$2/3d$
$d < D \leq 2d$	D	$(d+D)/3$
$D > 2d$	D	$d-D-d$
$1/2d < D < d$	d	$(d+D)/3$
$D < 1/2d$	d	$D-d-D$

真测量来获得 x_1 、 x_2 的经验公式。仿真结果显示，在非接触变压器原副边结构基本对称，d与D相差不大时，参数 x_1 在 x_{10} 上的修正系数符合经验公式：

$$x_1\left(\frac{g}{2d}\right) = x_{10}\left[1.395\left(\frac{g}{2d}\right)^{1.448} + 1.014\right] \quad (7)$$

参数 x_2 在 x_{20} 上的修正系数符合经验公式：

$$x_2\left(\frac{g}{2d}\right) = x_{20}\left[1.4\left(\frac{g}{2d}\right)^{1.4} + 1.02\right] \quad (8)$$

图8为一台7.5kW的边沿扩展型非接触变压器，其原

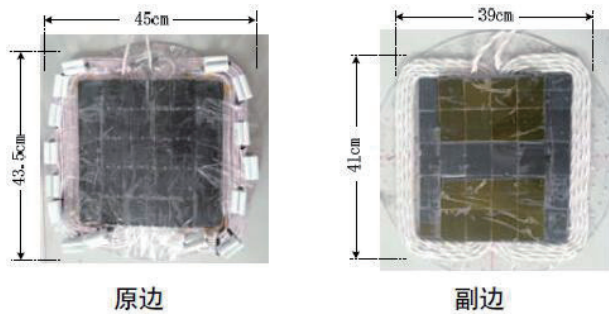
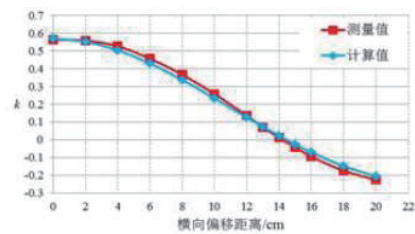
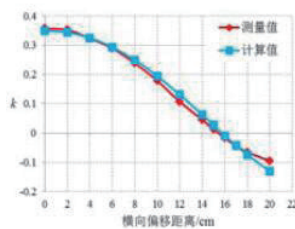


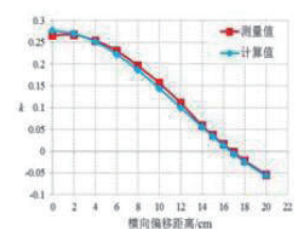
图8 非接触变压器实物图



(a) 气隙g=6cm



(b) 气隙g=10cm



(c) 气隙g=12.5cm

图9 横向错位时耦合系数k的计算值与测量值对比

边为 26 匝，副边为 8 匝，原副边均采用铁氧体 HE6 平面 I64/50.8/10 型磁芯。

图 9 为图 8 所示非接触变压器耦合系数计算值与实验测量值的对比结果。计算值与测量值吻合良好，证明了非接触变压器横向错位条件下耦合系数求解方法的有效性。

3 非接触变压器的优化设计

3.1 非接触变压器的优化方法

从上节的分析可知，边沿扩展型非接触变压器在原副边发生横向错位时，其磁通方向始终以变压器原边的中心轴线为分界，而分段绕制的绕组结构决定了在横向错位到横向尺寸的 1/3 左右时，一定会出现副边耦合到的进、出磁通完全抵消的“感应盲点”。为此可以在非接触变压器的副边附加辅助绕组，通过合理设计辅助绕组的绕制方式，使得在“感应盲点”处附加绕组耦合到的原边激励产生的磁通不能相互抵消，进而利用辅助绕组与已有的副边绕组的组合输出来避免“感应盲点”的存在对工作特性的恶劣影响。

同时在实际非接触应用系统中，其原副边的相对位置变化不仅是横向错位，也可能是纵向错位、角向错位，以及它们的任意组合形式。考虑到错位方向以及错位距离的不确定性，可以将副边附加的辅助绕组进行分段，将各段绕组分布在非接触变压器副边磁芯的不同区域，形成一个、两个或多个辅助绕组单元，进而实现在不同方向以及不同程度错位条件下，自动切换磁通耦合效果最佳的辅助绕组单元。

3.2 副边多绕组的新型非接触变压器

由上述优化方法，本文提出了一种副边多绕组的新型非接触变压器。图 10 给出了副边附加辅助绕组的非接触变压器辅助绕组的一种布置方式，副边主绕组的布置方式如

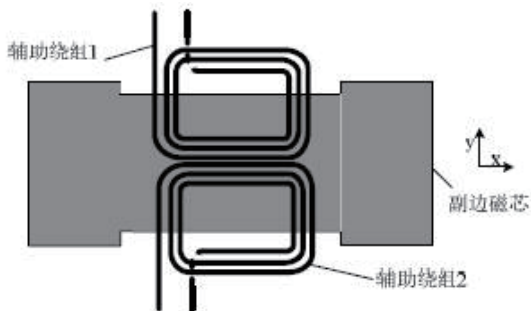


图 10 副边多绕组的新型非接触变压器

图 1(a) 所示（图 10 中未示出）。定义非接触变压器已有的副边绕组为副边主绕组，所附加的绕组为辅助绕组，副边主绕组与辅助绕组共用副边磁芯，组合输出。

辅助绕组分为两段，辅助绕组 1 与辅助绕组 2 水平绕制在副边磁芯中心区域，沿 y 方向对称分布在副边磁芯两侧，两段绕组各自直接输出，组成两个输出单元。原边两段绕组激励产生的磁通方向仍始终以变压器原边在 x 方向的中心轴线为分界，若左半边进、则右半边出，形成闭合。正对情况下，原边激励产生的磁通耦合到各段辅助绕组进、出的磁通相互抵消，两段绕组各自与原边绕组的耦合系数为零，正对时为辅助绕组的“感应盲点”。随着横向错位程度的加深，辅助绕组的两段绕组相对于原边绕组均有一定的偏移，耦合原边激励产生的进、出磁通不能相互抵消，辅助绕组的各段绕组与原边绕组的耦合系数不为零，均有功率输出能力，通过将辅助绕组与主绕组组合输出，能够扩大非接触变压器的有效充电区域，避免“感应盲点”对系统工作特性的恶劣影响，并在错位条件下稳定系统输出功率，减小非接触变压器输出特性的错位敏感度。而在发生角向偏移时，以极端情况角向偏移 90° 为例，原副边正对时，因辅助绕组的两段绕组沿 y 方向对称分布在副边磁芯中部的两侧，所以在角向偏移 90° 时，两段辅助绕组都有较好的磁通耦合能力。尽管两段耦合到的磁通方向不同，但两段绕组独立输出，均有电压输出和功率传输能力。

仿真发现辅助绕组的横向尺寸占变压器横向尺寸的比例在 0.67 到 0.78 变化时，能保证在副边主绕组的“感应盲点”处，辅助绕组与原边绕组的耦合系数较大。进而使得副边主绕组耦合系数最大时辅助绕组处于“感应盲点”；主绕组处于“感应盲点”时，辅助绕组的耦合系数最大，从而利用“感应盲点”的交叉配置来减小组合输出时外特性的波动和变化。

3.3 副边多路绕组组合连接输出方式

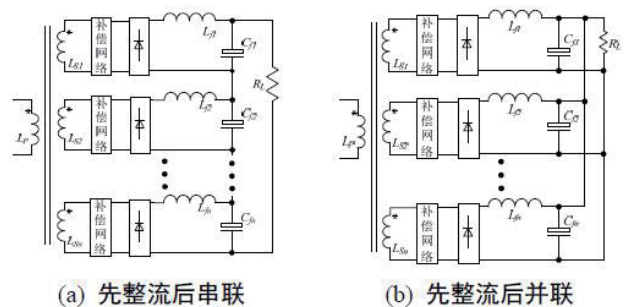


图 11 副边多路绕组组合连接方式

副边多路绕组共用副边磁芯，并经过一定的连接方式后集中为负载输出电能。根据副边多路绕组之间连接方式与整流电路模式，多路绕组之间采用先整流后串联与先整流后并联 2 种联接模式^[7]。

4 实验验证

绕组适用于 60W 功率和 10mm 气隙的副边多绕组新型非接触变压器如图 13 所示，取辅助绕组的横向尺寸占变压器横向尺寸的比例为 0.76，纵向尺寸为变压器纵向尺寸的 1/2，原边与副边主绕组均为 12 匝，两路辅助绕组均为 6 匝，原副边均采用铁氧体 HE6 平面 I64/50.8/10 型磁芯。

图 13 给出了沿不同错位方向下副边各路绕组与原边

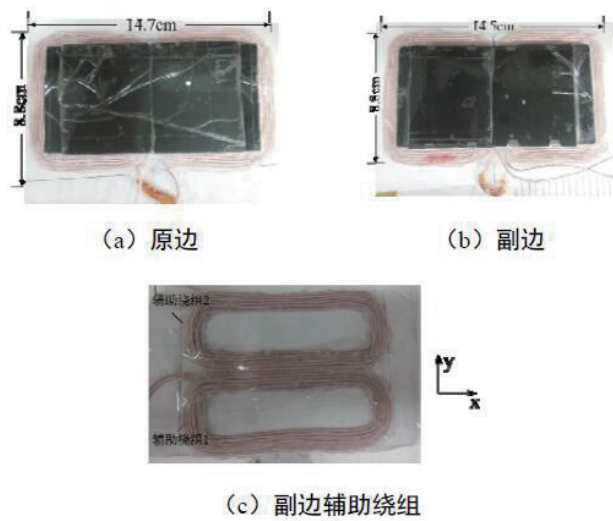


图 12 60W 新型非接触变压器实物图

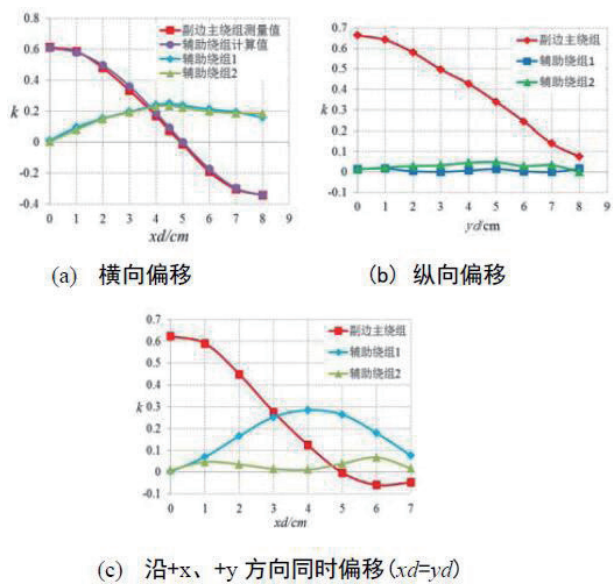


图 13 不同错位方向下的耦合系数

绕组的耦合系数，定义横向错位距离为 x_d ，纵向错位距离为 y_d 。

从图 13(a) 中不同横向错位距离 x_d 下的副边柱绕组与原边绕组计算得到的耦合系数与实验测量值的对比结果可以看到，两者吻合良好，证明了耦合系数计算方法的正确性。

在原副边位置极端情况角向错位 90° 时，实验测得副边主绕组与原边绕组的耦合系数为 0.023，辅助绕组 1 与原边绕组的耦合系数为 0.451，辅助绕组 2 与原边绕组的耦合系数为 0.453。结合图 13 可以进一步发现，在不同的错位条件下，均有一路副边绕组与原边绕组强耦合，有效地补偿副边主绕组的功率输出，扩大非接触变换器的有效充电范围。以横向错位为例，由于“感应盲点”的存在，其横向错位范围最大只能到 4cm，而辅助绕组的引入，使得“感应盲点”处，两路辅助绕组均与原边绕组强耦合，使得横向错位范围可以扩大两倍。

5 结论

本文针对对边沿扩展型非接触变压器，进行了建模分析及结构优化研究，以扩大非接触变压器的有效充电区域，减小非接触变压器的错位敏感度。根据变压器的有限元电磁场仿真结果，分析了原副边不同方向错位下的磁通耦合特性，指出磁通方向始终以原边横向中心轴线为分界，在此基础上建立非接触变压器的磁场模型；基于副边绕组的耦合磁通，分析得到横向错位时耦合系数为零的“感应盲点”位置与耦合系数极值点位置，进一步给出非接触变压器横向错位时的耦合系数求解方法；根据磁场分布特点，给出变压器的优化设计方法，提出副边多绕组的新非接触变压器结构，采用优化后的结构，设计并制作 60W 非接触变换器。变压器横向错位下的耦合系数计算结果与测试结果一致，证明了所提磁场模型及耦合系数计算方法的正确性。变压器不同方向错位下的耦合系数测试结果证明了所提副边多绕组的新非接触变压器结构，可有效扩大非接触变压器的有效充电范围，补偿功率输出。

参考文献

[1] G. Elliott, S. Raabe, G. A. Covic, and J. T. Boys, “Multiphase pickups for large lateral tolerance contactless power-transfer systems,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 57, no. 5, pp. 1590-1598, May 2009.

[2] Seog Y. Jeong, Su Y. Choi, Sonapreetha M.R., and Chun T. Rim, DQ-quadrature power supply coil sets with large tolerances for wireless stationary EV chargers. 2015 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power (WoW). Daejeon, South Korea: IEEE, 2015:1-6.

[3] 中兴通讯股份有限公司, 南京航空航天大学, 中兴新能源汽车有限责任公司. 一种非接触变压器: 中国, CN201410528572.7 [P]. 2015-1-28.

[4] Mickel Budhia, John T. Boys, Grant A. Covic, Chang-Yu Huang. Development of a Single-Sided Flux Magnetic Coupler for Electric Vehicle IPT Charging Systems[J].

IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(1):318~328.

[5] Kissin M L G, Hao Hao, Covic G A. A practical multiphase IPT system for AGV and roadway applications[C]//2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. Atlanta, Georgia:IEEE, 2010:1844-1850.

[6] 张巍,陈乾宏,等. 新型非接触变压器的磁路模型及其优化[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(27): 108-116.

[7] 孙跃,卓勇,苏玉刚,王智慧,唐春森. 非接触电能传输系统拾取机构方向性分析[J]. 重庆大学学报(自然科学版), 2007, 04:87-90+112.

上接145页

棒状电感感值计算公式验证

$$L=f(M)^N \cdot N^N \cdot D1^1 \cdot (1+2^2 \cdot |a|e)^{[3 \cdot (D2-D1)/e+1]}$$

编号	D1	D2	le	la	f(M)	N	计算感值L	测试感值L	误差率	偏差率
1	3	3	20	0	3.6094	12	3.1247E-05	3.22E-05	-2.67%	2.00
2	6	6	20	3	2.7657	12	3.11823E-05	3.40E-05	-8.29%	700
3	6	6	30	3	3.2143	21	7.0006E-05	1.08E-05	-0.43%	700
4	6	6	30	4	3.2143	15	6.81575E-05	8.83E-05	-0.13%	700
5	8	8	30	0	3.2143	25	1.30272E-05	1.36E-05	-4.14%	700
6	8	8	20	2	2.8143	25	1.19101E-05	1.20E-05	-0.75%	700
7	5	5	30	2	3.357	25	1.04301E-05	1.14E-05	-7.90%	700
8	4	4	15	0	2.9571	12	1.54365E-05	1.50E-05	2.66%	700
9	5	5	25	2	3.2143	17	5.93981E-05	5.25E-05	2.62%	700
10	12	12	30	2	2.67	25	1.84396E-05	1.86E-05	-0.59%	700
11	10	10	24	0	2.58	8.5	1.84238E-05	2.00E-05	-7.88%	700
12	8	8	20	3	2.57	21	1.1787E-05	1.10E-05	7.55%	700
13	7.8	7.8	25	2	2.7714	32	2.74061E-05	2.87E-05	-2.64%	700
14	10	10	40	0	2.9543	34	3.42573E-05	3.72E-05	-7.88%	700
15	10	10	40	5.3	2.9543	25	2.53409E-05	2.80E-05	-9.47%	700
16	8	8	20	5	2.8183	25	1.40815E-05	1.55E-05	-9.09%	700
17	4	4	20	1	3.2143	20.5	5.94366E-05	6.51E-05	-8.70%	700

表4 棒状电感感值的实际验证

工字形电感计算公式验证

$$L=f(M)^N \cdot N^N \cdot D1^1 \cdot (1+2^2 \cdot |a|e)^{[3 \cdot (D2-D1)/e+1]}$$

编号	D1	D2	le	la	f(M)	N	计算感值L	测试感值L	误差率	偏差率
1	7	16	24	3.2	2.7657	75	3.30E-04	3.35E-04	-1.50%	750
2	7	10	24	3.2	2.7657	90	5.07E-04	4.91E-04	3.33%	800
3	10	16	20	3	2.4286	18.5	2.39E-05	2.47E-05	-3.76%	850
4	10	16	18	2.5	2.3571	22	2.92E-05	2.76E-05	5.63%	700
5	5.8	10	16	3	2.5429	18	9.64E-06	1.03E-05	-6.36%	750
6	10	16	22	3	2.5	26	4.54E-05	4.49E-05	0.95%	750
7	2.5	6	8	3	2.8571	15	5.57E-06	5.81E-06	-4.13%	750
8	4	9	12	2.5	2.7143	29	2.91E-05	3.00E-05	-2.98%	750
9	2.4	5	10	2.5	3.0714	14	3.86E-06	1.12E-06	-6.57%	750
10	2.5	6	10	2.2	2.693	21	1.41E-05	1.47E-05	-4.21%	750
11	6.5	10	16	3	2.5429	29	3.10E-05	3.26E-05	-6.71%	750
12	9	16	22	3	2.55	27	4.18E-05	4.28E-05	-2.36%	750

表5 工字形电感感值的实际验证

方块电感计算公式验证

$$L=f(M)^N \cdot D1^1 \cdot N^2 \cdot (1+2^2 \cdot |a|e)^{(0.05b/a+1.05)}, \text{其中 } b \geq a, D1=2^2 \cdot (a^2/b/\pi)^{0.5}$$

编号	a	b	le	N	la	D1	μ	f(M)	计算感值	实测感值	实测误差率
1	27.6	30.2	92.8	44	0	32.57711	2000	2.679	1.87E-04	2.04E-04	-8.80%
2	17	33	70.3	33	0	26.72612	2000	2.6	8.68E-05	9.64E-05	-9.96%
3	40	60	200	34	0	55.279	2000	2.857	2.05E-04	2.29E-04	-11.44%
4	17	33	70.3	33	5	26.72612	2000	2.6	9.91E-05	1.07E-04	-7.08%
5	27.6	30.2	92.8	44	5	32.57711	2000	2.679	2.07E-04	2.25E-04	-8.10%
6	40	60	200	34	5	55.279	2000	2.875	2.17E-04	2.31E-04	-5.05%
7	17	33	70.3	29	0	26.72612	2000	2.6	6.70E-05	7.18E-05	-6.64%
8	25	50.3	115	26	5	40.01368	2000	2.743	9.18E-05	9.45E-05	-2.85%
9	6.5	11.8	40	27	0	9.82158	2000	3	2.47E-05	2.50E-05	-1.36%
10	5.2	12.6	33	22	0	9.13359	2000	2.6571	1.48E-05	1.55E-05	-4.67%

表6 方形电感感值的实际验证

参考文献

[1] 飞磁产品技术手册, 2009: 53.

作者简介

郑庆杰, 男, 1979年生, 博士研究生, 研究方向为磁性元件高频磁技术, EMI 电磁兼容技术, 工程电磁场的仿真与应用, 无线电能传输和电流传感器。目前任伊顿中国研究院项目经理, 已申请国内和国际相关专利7项。

陈为, 男, 1958年生, 博士, 教授, 博士生导师。研究方向为电力电子功率变换技术, 高频磁元件技术, 电磁兼容分析与诊断, 电器技术, 电气检测以及工程电磁场的分析与应用。