

非接触变压器磁路模型及结构优化

徐罗那<sup>1,2</sup>, 杜玉梅<sup>1,2</sup>, 史黎明<sup>1</sup>

(1. 中国科学院电力电子与电气驱动重点实验室, 中国科学院电工研究所, 北京 100190;  
2. 中国科学院大学电子电气与通信工程学院, 北京 100049)

**摘要:** 非接触变压器是感应电能传输系统中的核心结构,其耦合系数直接影响系统的电能传递效率,因此对其结构优化一直是研究的重点。本文针对一种应用于轨道交通领域的原、副边结构不对称的非接触变压器,根据线性系统的磁场叠加原理,分析了非接触变压器在副边开路 and 原边开路时其周围的磁场分布,建立了磁路模型,并推导得到原、副边电感及耦合系数的近似计算公式。基于该计算公式对磁路结构进行定性优化,有限元仿真证明了所提磁路模型和参数计算的正确性。在此基础上,利用该磁路模型,优化非接触变压器的结构,提出梯形绕组截面的绕组布置方式,以提高耦合系数;并对原、副边绕组匝数关系进行优化计算,使系统效率最优。根据以上优化,制作非接触变压器实验样机,在48mm气隙下,非接触变压器的耦合系数达到0.45,30kW非接触供电系统在满载时传输效率达到85.3%。

**关键词:** 非接触变压器; 磁路模型; 绕组截面; 耦合系数

DOI: 10.12067/ATEEE1703054      文章编号: 1003-3076(2018)11-0015-08      中图分类号: TM42

1 引言

感应电能传输(Inductive Power Transfer, IPT)是基于磁场耦合实现电能传输的供电技术,利用原、副边完全分离的非接触变压器,通过高频磁场耦合来传输电能。相比于传统的利用接触导体进行供电的方式,非接触供电具有使用方便、安全可靠、受环境影响小、维护成本低等优势<sup>[1,2]</sup>,日益成为研究热点,并在工业生产、医疗、交通和日常生活等领域获得一定应用<sup>[3-5]</sup>。

非接触供电系统由直流电源、逆变器、非接触变压器、整流电路和负载组成,其示意图如图1所示。逆变器将直流电逆变成高频交流电,作为非接触变压器原边绕组的输入, IPT系统通过非接触变压器相互分离的原、副边绕组之间的感应耦合将电能传递到副边,整流后供给负载。因此,提高非接触变压器的耦合性能是提高系统能量传递效率的关键<sup>[6-8]</sup>。

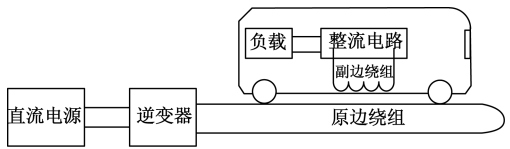


图1 IPT系统示意图  
Fig. 1 IPT system

为了提高非接触变压器的耦合系数和能量传输效率,现有文献对非接触变压器的分析主要从电路和磁路两个方面展开。

从电路角度,通常采用不同的补偿拓扑,使非接触变压器工作在谐振状态,从而提高输出侧的感应电压<sup>[9-12]</sup>。文献[9]对比了不同补偿拓扑下的电压电流增益、功率因数计算。文献[13-15]给出了多种补偿拓扑中补偿电容的选取依据。从磁路角度,分析非接触变压器周围的磁场,提取磁路模型,对非接触变压器的结构进行优化,从而提高非接触变压器的能量传输效率<sup>[16-19]</sup>。文献[16]从磁路角度分析了气隙为5mm的原、副边结构对称的U型磁心非接

触变压器,给出系统传输功率与非接触变压器结构参数的关系,并对匝数进行优化计算,但没有考虑漏磁通的影响,因而计算结果存在一定误差。文献[17]通过将非接触变压器的磁通路径划分成便于计算的形状规则的磁通管来计算磁阻,从而给出非接触变压器的耦合系数关于几何参数的表达式,并提出优化方法,增大原、副边绕组之间的互感,在10mm气隙下,非接触变压器的耦合系数达到0.6,系统效率最高达到90%以上。对于原、副边结构不同,且气隙较大的非接触变压器,磁通管划分存在困难,现有的研究方法并不适用。在对非接触变压器的结构优化方面,现有文献通常通过增大互感来实现耦合系数的提高,缺少对非接触变压器的原、副边自感的研究<sup>[20]</sup>。

本文针对原、副边结构不对称,且气隙较大的非接触变压器,根据线性系统的叠加原理,利用有限元(Finite Element Method, FEM)计算软件,分别分析非接触变压器在副边开路 and 原边开路时其周围的磁场分布,提取出磁路模型,并推导得到原、副边电感及耦合系数的近似计算公式。根据磁路模型,以提高耦合系数为目标,优化非接触变压器的结构,提出一种梯形绕组截面的绕组布置方式。以系统效率最大为目标,对原、副边绕组匝数关系进行优化计算。最后,对基于磁路模型设计的非接触变压器的电感及耦合系数理论计算与仿真结果进行对比验证。

2 磁路模型

图2为一种应用于轨道交通领域的非接触变压器,由沿轨道敷设在地面上的原边绕组和固定在车底的副边绕组组成。该非接触变压器采用原边绕组1匝线圈,副边绕组多匝线圈,仅副边布置磁心的结构。由于非接触变压器的原、副边绕组回路两侧结构对称,因此本文仅对非接触变压器的一侧进行磁路分析,非接触变压器另一侧的磁场分布、磁通分区、磁阻计算与之分别相同。

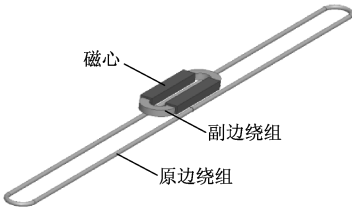


图 2 非接触变压器示意图

Fig. 2 Contactless transformer schematic

由于副边绕组匝数较多,当非接触变压器工作在额定工况下,副边电流产生的磁场与原边电流产生的磁场不同,使得整体分析非接触变压器的磁路十分复杂。由于此时磁心未达到饱和,可以将系统拆分成两个磁路,即原边开路和副边开路两种情况,然后将其线性叠加。

2.1 副边开路

当非接触变压器的副边开路时,原边电流 $i_p$ 产生的磁场分布如图3所示。其中细实线表示磁力线,细虚线表示等磁标势线。将原边电流产生的磁通按空间位置分为三部分:①磁心中的磁通 $\phi_s^p$ ;②原、副边绕组之间空气隙中的磁通 $\phi_l^p$ ;③与原边绕组匝链的原、副边绕组周围无限大区域内的磁通 $\phi_p^p$ 。磁通符号的上标表示产生该磁通的源,下标表示匝链位置。三部分磁通的分界线为等磁标势线,类比电场中的等势线。磁心柱的底端所在的等磁标势线上,大部分磁通进入磁心,另一部分磁通经过原、副边之间的气隙形成回路。

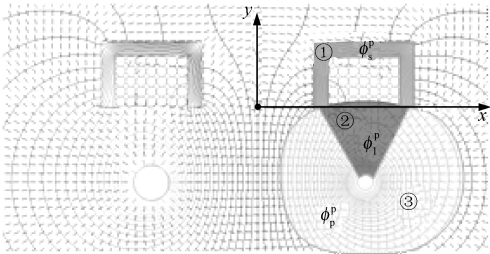


图 3 副边开路时的磁场分布

Fig. 3 Magnetic field distribution at secondary open-circuit

根据对磁通的划分,可以得到非接触变压器副边开路时的等效磁路,如图4所示。其中, $R_{mp}^p$ 表示原边绕组周围的空气域的磁阻, $R_{mc}$ 表示磁心的磁阻, $R_{ml}^p$ 为副边开路时原、副边绕组之间的空气隙的磁阻, $N_p$ 表示原边绕组匝数。

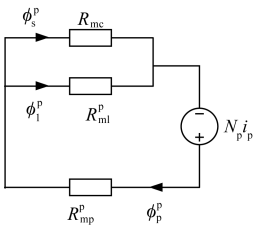


图 4 副边开路时的等效磁路

Fig. 4 Reluctance circuit at secondary open-circuit

根据磁路欧姆定律,可以写出副边开路时的磁

路方程:

$$\begin{cases} N_p i_p = \phi_p^p (R_{mp}^p + R_{ml}^p // R_{mc}) \\ R_{mc} \phi_s^p = R_{ml}^p \phi_l^p \\ \phi_p^p = \phi_l^p + \phi_s^p \end{cases} \quad (1)$$

## 2.2 原边开路

当非接触变压器的原边开路时, 副边电流  $i_s$  产生的磁场分布如图 5 所示。根据磁通分布, 将副边电流产生的磁通分为四部分: ①U 型磁心顶部的磁通  $\phi_s^s$ ; ②副边绕组截面内, 与部分副边绕组匝链的磁通  $\phi_{s0}^{s0}$ ; ③原、副边绕组之间空气隙中的磁通  $\phi_l^s$ ; ④与原边绕组匝链的磁通  $\phi_p^s$ 。对于磁通的划分, 原边开路比副边开路的情况多了  $\phi_{s0}^{s0}$ , 这是由于副边绕组匝数较多, 副边电流产生的磁场在副边绕组截面内的分量较大, 因此经过磁心与副边绕组截面形成回路的磁通不可忽略。

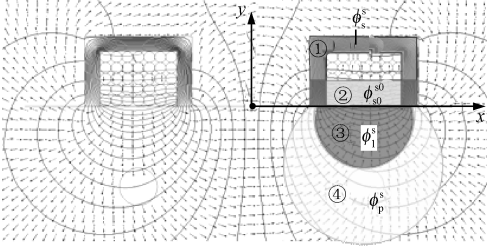


图 5 原边开路时的磁场分布

Fig. 5 Magnetic field distribution at primary open-circuit

根据磁通划分结果, 可以得到非接触变压器原边开路时的等效磁路模型, 如图 6 所示。其中,  $N_s$  表示副边绕组匝数,  $N_{s0}$  ( $N_{s0} < N_s$ ) 表示产生  $\phi_{s0}^{s0}$  的副边绕组匝数,  $R_{ml}^s$  表示原边开路时原、副边绕组之间的空气隙的磁阻,  $R_{mp}$  表示原边绕组周围的空气域的磁阻,  $R_{mc0}$  表示  $\phi_{s0}^{s0}$  磁通回路在磁心中的部分磁心段的磁阻,  $R_{ml0}$  表示  $\phi_{s0}^{s0}$  经过的在副边绕组截面部分的磁阻,  $R_{mc2}$  为两个磁心柱的磁阻之和, 即  $R_{mc2} = R_{mc} - R_{mc0}$ 。

根据磁路欧姆定律, 可以得到原边开路时的磁路方程:

$$\begin{cases} N_{s0} i_s = R_{mc0} \phi_s^s + R_{ml0} \phi_{s0}^{s0} \\ N_s i_s = R_{mc0} \phi_s^s + (R_{mc2} + R_{ml}^s // R_{mp}^s) (\phi_l^s + \phi_p^s) \\ R_{ml}^s \phi_l^s = R_{mp}^s \phi_p^s \\ \phi_s^s - \phi_{s0}^{s0} = \phi_l^s + \phi_p^s \end{cases} \quad (2)$$

结合副边开路和原边开路两种情况, 可得到所

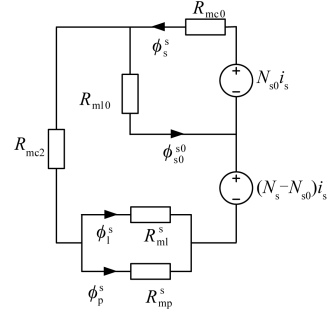


图 6 原边开路时的等效磁路

Fig. 6 Reluctance circuit at primary open-circuit

研究非接触变压器的磁路模型, 即由式(1)和式(2)叠加。

## 3 磁阻及耦合系数计算

### 3.1 电感及耦合系数表达式

根据磁路模型, 可以得到非接触变压器原、副边线圈所匝链的磁链分别为:

$$\psi_p = N_p (\phi_p^p + \phi_p^s) \quad (3)$$

$$\psi_s = N_s (\phi_s^p + \phi_s^s - \phi_{s0}^{s0}) + N_{s0} \phi_{s0}^{s0} \quad (4)$$

根据自感、互感的定义, 即

$$\text{原边自感 } L_p = d\psi_p / di_p \quad (5)$$

$$\text{副边自感 } L_s = d\psi_s / di_s \quad (6)$$

$$\text{原边对副边的互感 } M_{ps} = d\psi_p / di_s \quad (7)$$

$$\text{副边对原边的互感 } M_{sp} = d\psi_s / di_p \quad (8)$$

结合非接触变压器的等效磁路, 可以得到原、副边自感和互感的计算式如下:

$$L_p = \frac{N_p^2}{R_{mp}^p + R_{ml}^p // R_{mc}} \quad (9)$$

$$L_s = \frac{N_s^2 (R_{ml0} + R_{mc0}) - 2N_s N_{s0} R_{mc0} + N_{s0}^2 (R_{ma} + R_{mc0})}{(R_{mc0} + R_{ml0})(R_{ma} + R_{mc0}) - R_{mc0}^2} \quad (10)$$

$$M_{ps} = \frac{N_p N_s (R_{mc0} + R_{ml0}^s) - N_p N_{s0} R_{mc0}}{(R_{mc0} + R_{ml0}^s)(R_{mc0} + R_{ma}) - R_{mc0}^2} \frac{R_{mp}^s // R_{ml}^s}{R_{mp}^s} \quad (11)$$

$$M_{sp} = \frac{N_p N_s}{R_{mp}^p + R_{ml}^p // R_{mc}} \frac{R_{ml}^p // R_{mc}}{R_{mc}} \quad (12)$$

式(10)和式(11)中, 为简化表达式, 引入变量

$R_{ma}$ :

$$R_{ma} = R_{mc2} + R_{ml}^s // R_{mp}^s \quad (13)$$

并且, 在线性磁媒质中有:

$$M = M_{ps} = M_{sp} \quad (14)$$

根据非接触变压器耦合系数的定义:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_p L_s}} \tag{15}$$

将式(9)~式(14)代入式(15),就可以得到用磁阻表示的耦合系数表达式。

由于本文所研究的非接触变压器的气隙较大,磁场分布复杂,难以通过将整个磁场分割为几何形状规则的磁通管并采用解析计算的方法来求解磁阻,因此采用有限元计算的方法进行辅助计算。

由非接触变压器所在空间的  $\boldsymbol{B}$  和  $\boldsymbol{H}$  分布,根据磁阻的定义,即

$$R_m = \frac{\int_l \boldsymbol{H} \cdot d\boldsymbol{l}}{\int_s \boldsymbol{B} \cdot d\boldsymbol{S}} \tag{16}$$

可以得到磁路模型中非接触变压器各个区域的磁阻值。积分路径根据图 3 和图 5 对磁通的划分来进行选择。

3.2 磁阻优化方法

通过电感的磁阻表达式,可以从理论上找到优化耦合系数的方式。化简式(12)得到:

$$M_{sp} = \frac{N_p N_s}{R_{mp}^p \left( 1 + \frac{R_{mc}}{R_{ml}^p} \right) + R_{mc}} \tag{17}$$

由于磁心的磁导率一般大于空气磁导率的  $10^3$  倍,所以  $R_{mc} \ll R_{ml}^p, R_{mc} \ll R_{mp}^p$ , 因此可以将  $M_{sp}$  近似为:

$$M_{sp} \approx \frac{N_p N_s}{R_{mp}^p} \propto \frac{1}{R_{mp}^p} \tag{18}$$

因此,要提高互感,应当减小原边绕组周围区域的磁阻,可以通过在原边布置磁心来实现。

对互感的另一个表达式(11)进行化简,得到:

$$M_{ps} = N_p \frac{N_s (1 + R_{ml0}/R_{mc0}) - N_{s0}}{(1 + R_{ml0}/R_{mc0})(R_{mc0} + R_{ma}) - R_{mc0}} \frac{R_{ml}^s}{R_{ml}^s + R_{mp}^s} \tag{19}$$

同样地,有  $R_{mc0} \ll R_{ml0}$ , 所以式(19)可以近似为:

$$M_{ps} \approx N_p \frac{N_s \left( 1 + \frac{R_{ml0}}{R_{mc0}} \right)}{\left( 1 + \frac{R_{ml0}}{R_{mc0}} \right) (R_{mc0} + R_{ma}) - R_{mc0}} \frac{R_{ml}^s}{R_{ml}^s + R_{mp}^s} \propto \frac{1 + \frac{R_{ml0}}{R_{mc0}}}{R_{ml0} + R_{ma} + \frac{R_{ma} R_{ml0}}{R_{mc0}}} \frac{R_{ml}^s}{R_{ml}^s + R_{mp}^s} \tag{20}$$

进一步地,对  $R_{ma}$  进行近似,磁心柱的磁阻远小于空气隙的磁阻,有  $R_{mc2} \ll R_{ml}^s, R_{mc2} \ll R_{mp}^s$ , 所以有:

$$R_{ma} \approx R_{ml}^s / R_{mp}^s \tag{21}$$

因此  $M_{ps}$  可以进一步近似简化为:

$$M_{ps} \propto \frac{1}{\frac{R_{ml0} R_{mc0}}{R_{ml0} + R_{mc0}} + \frac{R_{ml}^s R_{mp}^s}{R_{ml}^s + R_{mp}^s}} \frac{R_{ml}^s}{R_{ml}^s + R_{mp}^s} = \frac{1}{\frac{R_{ml0}}{R_{ml0} + R_{mc0}} + \frac{R_{ml}^s}{R_{ml}^s + R_{mp}^s}} \frac{R_{ml}^s}{R_{ml}^s + R_{mp}^s} \tag{22}$$

从式(22)可以比较直接地看出,要增大  $M_{ps}$ , 可以通过减小  $R_{ml0}/R_{mc0}$  和  $R_{ml}^s/R_{mp}^s$  实现,反映到非接触变压器结构上,就是增大磁心柱与磁心窗口之间的磁阻差,以及减小原边绕组周围区域的磁阻。

4 非接触变压器结构优化

根据磁路模型及耦合系数的分析结果,对非接触变压器的结构进行优化,以提高耦合系数。

4.1 原边结构

基于第 3 节的分析,在原边绕组周围布置磁心来提高耦合性能。建立原边带磁心的非接触变压器模型,如图 7 所示。

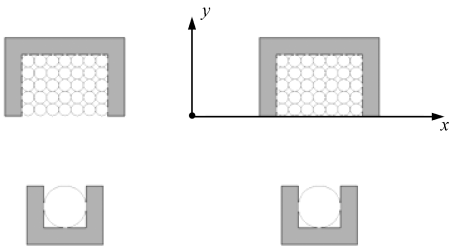


图 7 原边带磁心的非接触变压器模型  
Fig. 7 Contactless transformer with primary core

二维计算结果如表 1 所示。通过在原边绕组周围布置磁心,非接触变压器的原边自感提高了 1.8 倍,互感提高了 79.55%,可见,在原边绕组周围布置磁心能够显著提高耦合性能。

表 1 二维计算结果

Tab. 1 2D calculation results		
	原边无磁心	原边有磁心
原边自感 $L_p/\mu\text{H}$	1.13	3.19
副边自感 $L_s/\mu\text{H}$	2775.9	2951.3
互感 $M/\mu\text{H}$	20.672	37.117
耦合系数 $k$	0.36911	0.38232
$k$ 的变化 (%)	—	3.58



4.2 副边结构

长度为  $l_m$ 、截面积为  $S_m$  的磁通管,其磁阻计算公式为:

$$R_m = \frac{l_m}{\mu S_m} \tag{23}$$

对于如图 8 所示的 U 型磁心结构,根据磁路分析,要增大磁心柱与磁心窗口之间的磁阻差,可以将磁心柱往外侧倾斜,形成梯形结构的磁心,增大磁心窗口的长度  $l_m$ ,减小两边磁心柱的长度  $h_m$ ,从而实现耦合性能的提高。

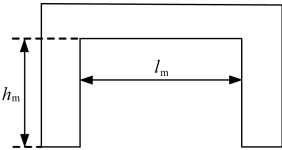


图 8 磁心结构优化方法  
Fig. 8 Optimization of core structure

除了磁心形状的改变,不同绕制方式的绕组产生的磁场也遵循相同规律,因此将副边绕组也布置成上窄下宽的形式。根据磁心尺寸的改变,可将副边绕组扁平化布置,以减小多匝导体之间的相互耦合。分别建立优化前后的有限元模型,如图 9 所示。

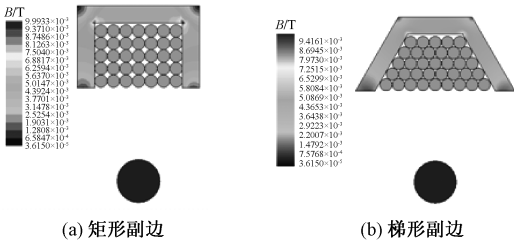


图 9 有限元模型  
Fig. 9 FEM Models

两种副边结构的非接触变压器三维计算结果如表 2 所示。可以看出,优化后的梯形副边结构,副边自感比传统的矩形结构减小了 14. 89%, 而互感增大了 1. 72%, 耦合系数提高了 10. 22%。计算结果验证了磁路分析的正确性。

表 2 三维计算结果  
Tab. 2 3D calculation results

	矩形副边	梯形副边
原边自感 $L_p/\mu\text{H}$	5. 652	5. 657
副边自感 $L_s/\mu\text{H}$	1179. 7	1004. 0
互感 $M/\mu\text{H}$	8. 9522	9. 1063
耦合系数 $k$	0. 10963	0. 12083
$k$ 的变化 (%)	—	10. 22

若不考虑非接触变压器的宽度要求,进一步地,对副边绕组的布置方式进行优化,取副边绕组匝数为 35 匝,对比三种副边绕组布置方式,分别为:①  $5 \times 7$ ;②  $12 + 10 + 7 + 6$ ;③  $13 + 12 + 10$ 。相应地,三组的磁心宽度递增,如图 10 所示。对应的耦合系数如表 3 所示。

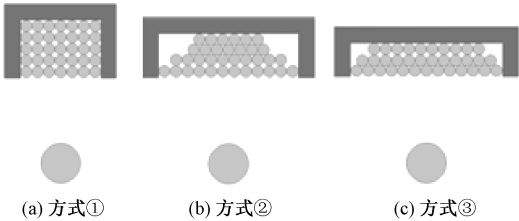


图 10 三种副边绕组布置方式  
Fig. 10 Three types of secondary winding arrangement

表 3 不同副边绕组布置方式对应的耦合系数

绕组布置方式	①	②	③
$k$	0. 36882	0. 43613	0. 44975

从计算结果可以看出,将副边绕组排列成截面为梯形的形式,并相应地调整 U 型磁心的尺寸,能够增大非接触变压器的耦合系数,证明了优化方法的正确性。

同时,当非接触变压器所加激励相等时,三种副边绕组布置方式对应的 U 型磁心顶部磁场强度分布如图 11 所示。可以看出,三种方式中,磁心中的磁场强度① > ② > ③,表明当增大非接触变压器的原、副边电流,副边绕组截面为矩形的方式①的磁心会先达到饱和,而绕组截面为梯形的扁平化排布的方式③能够承受更大的电流,适合应用于大功率供电场合。

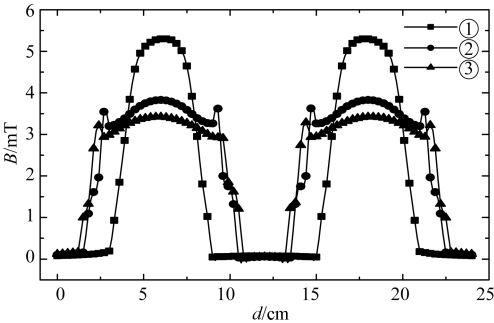


图 11 U 型磁心顶部磁场强度分布  
Fig. 11 Magnetic field strength at top of U core

根据第 3 节的分析,原、副边绕组之间的空气隙处的磁通为漏磁通。图 12 为副边绕组下方 5mm 的

气隙中,三种副边绕组布置方式对应的磁场强度分布。方式③的副边绕组正下方磁场强度最小,表明原、副边之间的漏磁最小。

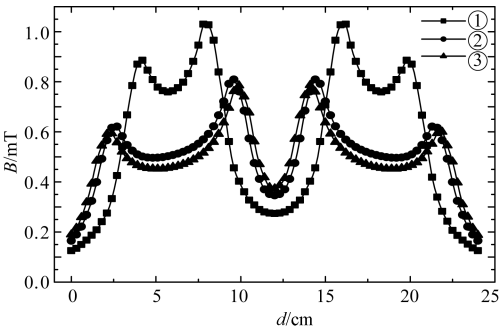


图 12 副边绕组下方 5mm 处磁场强度分布  
Fig. 12 Magnetic field strength at 5mm below the secondary windings

综上所述,梯形截面的绕组布置方式相比于矩形截面的绕组布置方式能够增大非接触变压器的耦合系数,并减少漏磁,这证明了优化方法的有效性。

5 实验验证

为了验证改进后的梯形绕组截面非接触变压器的整体性能,综合考虑输出功率要求、非接触变压器体积等因素,制作非接触变压器样机。根据系统的要求,非接触变压器原边绕组为 2 匝,副边每个接收线圈 34 匝,绕制方式为 10 + 9 + 8 + 7 共 4 层。为了获得较大的输出功率,样机采用 4 个结构和参数相同的接收线圈并联输出的形式,对其中一个进行实验测量电感参数,实验平台如图 13 所示。测量得到的系统电路参数如表 4 所示。

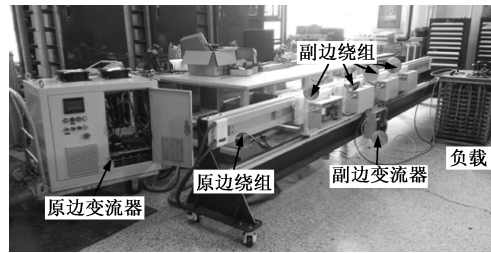


图 13 实验平台  
Fig. 13 Experimental platform

测量得到电感参数与有限元仿真结果基本一致,并且梯形副边绕组截面的结构具有良好的耦合性能,耦合系数达到 0.45。

图 14 为非接触变压器原边电压和原边电流的实验波形。可以看出,经过原边电容的补偿,原边绕组两端的电压和绕组电流同相。原边绕组两端电压

表 4 IPT 系统电路参数

Tab. 4 Design specifications and circuit parameters of prototype for IPT system

参数	数值
气隙 $d/\text{mm}$	48
逆变频率 $f/\text{kHz}$	30
原边电感 $L_p/\mu\text{H}$	22.1
原边补偿电容 $C_p/\mu\text{F}$	1.26
副边电感 $L_s/\mu\text{H}$	982.15
副边补偿电容 $C_s/\mu\text{F}$	0.03
互感 $M/\mu\text{H}$	14.37
负载等效电阻 $R_L/\Omega$	5.33

基波有效值约为 226V,原边电流有效值为 146A,非接触变压器原边输入功率约为 32.98kW,副边负载消耗功率约为 28.12kW,效率达到 85.3%,满足系统要求。

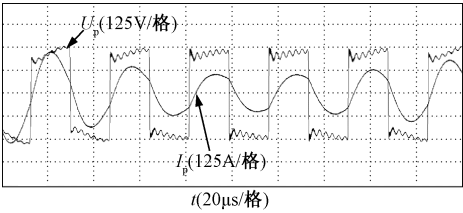


图 14 原边电压和原边电流  
Fig. 14 Primary voltage and primary current

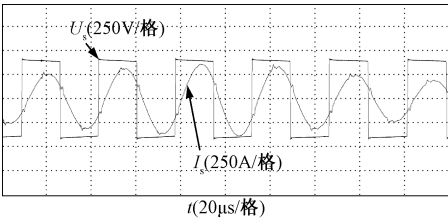


图 15 副边电压和副边电流  
Fig. 15 Secondary voltage and secondary current

6 结论

本文分析了 U 型磁心非接触变压器的磁路结构,并对结构进行优化,以提高耦合系数。由于非接触变压器的原、副边结构不对称,将磁场拆分成副边开路和原边开路两种情况下分别考虑。根据有限元电磁场仿真结果,分别建立了副边开路和原边开路时的等效磁路,并推导出电感及耦合系数关于磁阻的表达式。基于此,通过一定的简化,定性给出了磁路结构的优化方向。有限元计算结果证明了磁路模型及优化方法的正确性。根据磁路模型,提出了非接触变压器的绕组梯形布置的优化方案,并制作实验样机。实验结果显示,在 48mm 气隙下,优化后的

非接触变压器耦合系数达到 0.45, 系统效率达到 85.3%。

## 参考文献 (References):

- [1] 周雯琪 (Zhou Wenqi). 感应耦合电能传输系统的特性与设计研究 (Research on characteristic and design of inductively coupled power transfer system) [D]. 杭州: 浙江大学 (Hangzhou: Zhejiang University), 2008.
- [2] 杨庆新, 陈海燕, 徐桂芝, 等 (Yang Qingxin, Chen Haiyan, Xu Guizhi, et al.). 无接触电能传输技术的研究进展 (Research progress in contactless power transmission technology) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2010, 25 (7): 6-13.
- [3] Cheng Z, Lei Y, Song K, et al. Design and loss analysis of loosely coupled transformer for an underwater high-power inductive power transfer system [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2015, 51 (7): 1-10.
- [4] Hu C H, Chen C M, Shiao Y S, et al. Development of a universal contactless charger for handheld devices [A]. IEEE International Symposium on Industrial Electronics [C]. 2008. 99-104.
- [5] 李建贵 (Li Jiangui). 无接触电能传输系统可分离变压器性能研究 (The performance study of detachable transformer based on contactless energy transmission system) [D]. 天津: 河北工业大学 (Tianjin: Hebei University of Technology), 2007.
- [6] Adeel Z, Covic A., Dariusz K. A bipolar pad in a 10-kHz 300-W distributed IPT system for AGV applications [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61 (7): 3288-3301.
- [7] 马纪梅, 杨庆新, 陈海燕 (Ma Jimei, Yang Qingxin, Chen Haiyan). 影响无接触供电系统效率的因素分析 (Analysis on affecting factors of efficiency of the contactless energy transmission system) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2010, 25 (7): 19-23.
- [8] 李明硕, 陈乾宏, 侯佳, 等 (Li Mingshuo, Chen Qianhong, Hou Jia, et al.). 一种具有聚磁作用的轨道式非接触变压器 (A new type of contactless transformer in track inductive power transfer system) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2013, 28 (10): 25-32.
- [9] 周雯琪, 马皓, 何湘宁 (Zhou Wenqi, Ma Hao, He Xiangning). 感应耦合电能传输系统不同补偿拓扑的研究 (Investigation on different compensation topologies in inductively coupled power transfer system) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2009, 24 (1): 133-140.
- [10] 程鹏天, 王健强, 杜秀 (Cheng Pengtian, Wang Jianqiang, Du Xiu). 电动汽车感应耦合充电系统一种新型拓扑的研究 (Investigation of a novel topology for inductively coupled charging system in electric vehicles) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2013, 28 (2): 86-91.
- [11] 程志远, 朱春波 (Cheng zhiyuan, Zhu Chunbo). 非接触式大功率感应充电系统谐振变换器的设计 (Design of the resonant converter for the contactless inductive charging system) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2013, 28 (1): 404-408.
- [12] Tobias D, Rikw D D. A dual-side controlled inductive power transfer system optimized for large coupling factor variations and partial load [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30 (11): 6320-6328.
- [13] Wang C S, Covic G A, Stielau O H. Power transfer capability and bifurcation phenomena of loosely coupled inductive power transfer systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004, 51 (1): 148-157.
- [14] Mahshid A, Anand B, Hamid A T. High-frequency AC-link PV inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61 (1): 281-291.
- [15] Daniel T, Lee C G, Park J H. High-order resonant converter topology with extremely low-coupling contactless transformers [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31 (3): 2347-2361.
- [16] 夏晨阳, 贾娜, 庄裕海 (Xia Chenyang, Jia Na, Zhuang Yuhai). U型磁芯结构 ICPT 系统功率传输容量研究 (Power capacity analysis of ICPT system based on U-magnetic core circuit) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2014, 33 (8): 7-10.
- [17] 张巍, 陈乾宏, Wong S C, 等 (Zhang Wei, Chen Qianhong, Wong S C, et al.). 新型非接触变压器的磁路模型及其优化 (Reluctance circuit and optimization of a novel contactless transformer) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2010, 30 (27): 108-116.
- [18] Min L, Drazen D, Jost A. Leakage flux modelling of multi-winding transformer using permeance magnetic circuit [A]. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC) [C]. 2016. 1108-1114.
- [19] Hsu C H, Liu C H, Hsiao Y C, et. al. High frequency characteristics of magnetostriction on vibration and noise for single-phase transformer dependence of magnetic

circuit method [ A ]. International Symposium on Computer, Consumer and Control [ C ]. 2014. 399-402.

[20] 孙跃, 李云涛, 叶兆虹, 等 (Sun Yue, Li Yuntao, Ye Zhaohong, et al. ). 三线圈 ICPT 系统中继线圈的位置优化 (Optimization for relay coil of 3-coil inductively coupled power transfer system) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2016, 31 (13): 164-171.

Reluctance circuit and structure optimization of contactless transformer

XU Luo-na<sup>1,2</sup>, DU Yu-mei<sup>1,2</sup>, SHI Li-ming<sup>1</sup>

(1. Key Laboratory of Power Electronics and Electric Drive, Institute of Electrical Engineering, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China; 2. School of Electronic, Electrical and Communication Engineering, University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

**Abstract:** Contactless transformer is the key component in inductive power transfer (IPT) system and its coupling coefficient ( $k$ ) will directly affect the power transfer efficiency. Hence, the optimization of the contactless transformer has been the researching focus. This paper studies a contactless transformer applied in movable vehicle with the structure that primary and secondary side are asymmetrical. Magnetic flux distributions for the conditions that the primary or secondary side is open circuit respectively, are analyzed. According to the superposition principle of magnetic field, magnetic reluctance circuit of this contactless transformer is proposed. Then the primary and secondary inductance ( $L_p, L_s$ ) and mutual inductance ( $M$ ) are calculated. Based on these formulas, the reluctance circuit structure could be optimized, and the results well agreed with that of Ansys Maxwell, which confirms the magnetic reluctance circuit and the physical character obtained is correct. Furthermore, based on this magnetic reluctance circuit, the trapezoidal windings section of contactless transformer is proposed to improve  $k$  and the turn of windings are optimized to enhance the output power. With these optimizations,  $k$  reached 0.45 and efficiency of 85.3% was achieved with the air gap of 48mm in 30kW IPT system experimental platform.

**Key words:** contactless transformer; magnetic circuit model; windings cross section; coupling coefficient