

# 一种具有兼容耦合和抗偏移能力的螺旋双 C 型 双面线圈的设计与研究

孙祺明<sup>1</sup>, 黎文静<sup>2</sup>, 罗冰洋<sup>1</sup>, 熊松<sup>1</sup>, 陆江华<sup>1</sup>, 王菁<sup>1</sup>, 朱国荣<sup>1</sup>

(1. 武汉理工大学自动化学院, 湖北 武汉 430070;  
2. 武汉三江航天远方科技有限公司, 湖北 武汉 430040)

**摘要:** 提高感应能量传输(IPT)系统中磁耦合结构的耦合系数以及抗偏移能力是提高 IPT 系统性能的核心要素。随着市场上接收线圈的多样化,有必要研究具有兼容耦合不同线圈(主要分为 E 型和 C 型)的线圈结构。在具有兼容耦合 E 型和 C 型线圈的螺旋双面(SP)线圈的基础上,本文提出一种螺旋双 C(SDC)型双面线圈,该线圈包含两个绕组螺旋缠绕在平板磁心的两面,其中一面两个绕组间距较大,称分开侧;另外一面的两个绕组间距较小,称合并侧。通过改变 SDC 线圈为正串和反串连接来改变 SDC 线圈分别为 C 型和 E 型结构,从而能分别最优耦合 C 型线圈和 E 型线圈。SDC 线圈分开侧耦合螺旋单面(RP)线圈(E 型线圈),合并侧耦合双 D 盘单面(DDP)线圈(C 型线圈),能获得最好的耦合系数。实验表明,SDC 线圈与 DDP 线圈和 RP 型线圈的耦合系数较传统 SP 型线圈分别有 10.5%和 61.5%的提高;在抗偏移能力上,SDC 线圈与 DDP 和 RP 线圈耦合时,相对于 DDP 和 RP 线圈均有提高,特别是相对于 DDP 线圈。

**关键词:** IPT; 兼容耦合; 螺旋双面线圈; 耦合系数; 抗偏移能力

**DOI:** 10.12067/ATEEE1903014      **文章编号:** 1003-3076(2019)05-0032-11      **中图分类号:** TM724

## 1 引言

感应电能传输(Inductive Power Transfer, IPT)是一种利用电磁感应原理,在较近距离下通过发射端与接收端进行无线电能传输的技术<sup>[1,2]</sup>。IPT 系统主要包括高频逆变器、补偿网络、磁耦合结构和整流桥等部分。其中,磁耦合结构的性能对整个系统的稳定、高效起着至关重要的作用<sup>[3]</sup>,因此,吸引了学术界的广泛关注。关于提高磁耦合结构性能的研究主要包括设计能兼容不同类型线圈的耦合线圈结构,提高发射端与接收端之间的耦合系数以及提升抗偏移能力的磁耦合结构等方面<sup>[4,5]</sup>。

目前,已提出多种磁耦合结构<sup>[4,6-9]</sup>,根据磁耦合结构中线圈产生的磁阻路径,可分为 E 型线圈和 C 型线圈<sup>[10]</sup>。E 型线圈在其横切面上有两个磁阻

路径,而 C 型线圈在其横切面上仅有一个磁阻路径。为提高磁耦合结构性能,磁耦合线圈通常会添加磁心。根据磁耦合结构的线圈在磁心上的分布,磁耦合线圈分为单面线圈(绕组全部分布在磁心的一面,也叫平面线圈)和双面线圈(绕组分布在磁心的正反面)。目前使用广泛的一种单面线圈是螺旋单面(Rectangle Pad, RP)线圈,其结构简单,但传输距离有限<sup>[4]</sup>。为提高电能无线传输距离,文献[6]提出采用双 D 盘单面(Double D Pad, DDP)线圈结构。另外,DDP 线圈还具有较好的抗偏移能力。螺旋单面线圈是 E 型线圈,DDP 线圈是 C 型线圈。E 型线圈和 C 型线圈分别作为发射线圈和接收线圈,当两个线圈正对时,在接收线圈内感应电动势降为零,即在正对位置出现感应零点<sup>[11]</sup>。因此,对于传统的线圈,为避免线圈结构正对时出现感应零点,需

收稿日期: 2019-03-06  
基金项目: 国家自然科学基金项目(51777146)、中央高校基本科研业务费专项资金项目(2018IVA113)  
作者简介: 孙祺明(1996-),男,湖北籍,硕士研究生,研究方向为无线电能传输技术;  
朱国荣(1975-),女,湖南籍,副教授,博导,研究方向为无线电能传输技术、电力电子变换系统可靠性研究与应用(通讯作者)。

采用相同类型的线圈耦合,这就造成了不同类型线圈的兼容问题。因此,为解决市场上各种充电设备与发射线圈的匹配问题,设计一种能够兼容 E 型和 C 型线圈的结构很有必要。

有兼容特性的单面线圈包括 DDQP 型线圈<sup>[6]</sup>、BP 型线圈<sup>[7]</sup>等。DDQP 型线圈采用两个绕组(分别为 DD 型绕组和 D 型绕组)堆叠在磁心的同一面,而两个绕组分别连接两个不同的交流电源,通过控制这两个交流电源在两个线圈中的电流相位差,就能消除线圈结构正对时的感应零点<sup>[6,8]</sup>。然而这种方法控制复杂,所需线圈较多,铜损较大。在此基础上,为减少成本和铜损,文献[7]提出 BP 型线圈。BP 型线圈由两个 D 型绕组组成,两个 D 型绕组放置于磁心的同一面,且有部分重叠。通过两个交流电源控制两个 D 型绕组中的电流相位差,也能消除线圈结构正对时的感应零点。然而这种方法仍然需要两套逆变器以及对应的补偿电路,控制复杂,可靠性低。典型双面线圈结构正反面对称,绕组呈螺旋管状,双面线圈也能设计成兼容型线圈。文献[9]提出了一种螺旋双面(Solenoid Pad, SP)线圈结构,能够兼容 E 型和 C 型接收线圈,如图 1 所示。其原理是通过改变 SP 线圈中两绕组的接线方式(正串和反串),使 SP 线圈在接收端分别产生水平型磁耦合和垂直型磁耦合<sup>[12]</sup>(如图 2 所示),从而使得在不同类型的接收线圈中都有较高的感应电动势。因此,在实际应用中,通过改变 SP 线圈的绕组接法就能实现对不同接收线圈的兼容。SP 线圈的电路结构简单,控制方便。然而,相对于非兼容型线圈结构,兼容型 SP 线圈与 E 型和 C 型线圈的耦合系数较低。

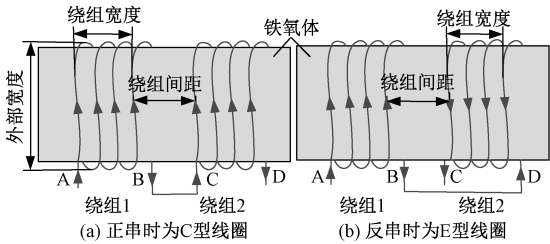


图 1 传统 SP 线圈正、反串的结构示意图

Fig. 1 Diagram of SP coil with positive series and negative series connection between two windings

为提高 SP 线圈与 C 型和 E 型线圈的耦合系数,本文首先分析 SP 线圈分别在 C 型和 E 型线圈作为接收线圈下的磁路,建立 SP 线圈在不同接收

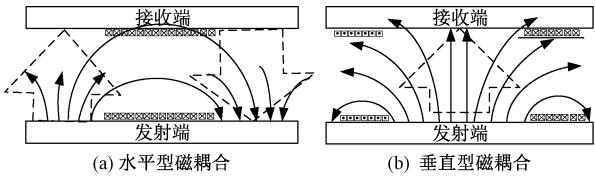


图 2 CC 型与 EE 型线圈耦合

Fig. 2 EE-type coupling and CC-type coupling

线圈下的磁路方程,定性分析 SP 线圈在不同接收线圈下的磁场特性,从而定性给出线圈设计指导;然后结合 SP 线圈在不同类型接收线圈下的仿真结果,定量分析线圈绕组分布对磁耦合结构特性的影响。基于此分析方法,本文提出了一种具有兼容特性的改进型螺旋双面线圈。与传统兼容型线圈相比,该线圈在不同类型接收线圈下都具有更高的耦合系数。除此之外,和与其结构相似的单面线圈相比,该线圈还具有较好的抗偏移能力。实验证明本文所提出的改进型螺旋双面线圈具有较高的耦合系数和更好的抗偏移能力。

2 SP 线圈与不同接收线圈磁耦合特征

本节以 SP 线圈作为发射线圈,通过磁路和软件仿真分析该线圈在 C 型和 E 型接收线圈下的磁耦合特性。

2.1 SP 线圈与 C 型和 E 型线圈的磁路分析

单面线圈漏磁较小,有利于提高磁耦合结构的性能。在实际应用中,接收线圈以单面线圈为主,故在本节的分析中以单面线圈作为接收线圈。在本节分析中,C 型线圈选择 DDP 线圈,如图 3(a)所示,E 型线圈选择矩形 RP 线圈,如图 3(b)所示。RP 线圈占用空间较小,易于制造,且具有更大的电感<sup>[13]</sup>。

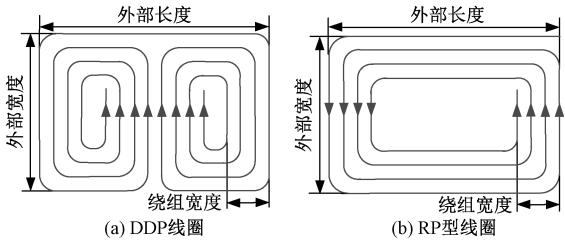


图 3 C 型 DDP 线圈和 E 型 RP 线圈结构图

Fig. 3 Diagram of DDP coil (C-type) and RP coil (E-type)

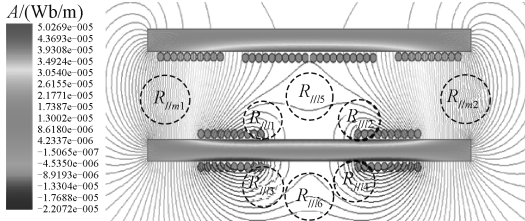
SP 线圈有两个绕组,发射端和接收端的绕线匝数分别为  $N_1$ 、 $N_2$ ,当两绕组正串(图 1(a)),SP 线圈为 C 型线圈,此时 SP 线圈与 C 型线圈能够很好地耦合,为 CC 型耦合。SP 线圈与 C 型 DDP 线圈耦合

(SP-DDP 耦合)磁路通过 Maxwell 仿真分析,如图 4(a)所示。根据图 4(a)的磁路分析,可以将 SP 线圈与 DDP 线圈的耦合磁阻分为 3 类:

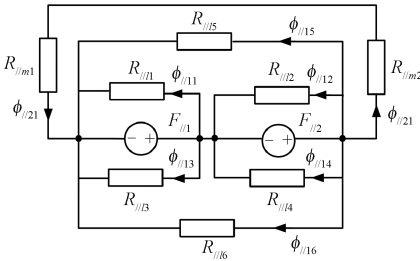
(1) SP 线圈两绕组未与其他任何绕组产生磁耦合的磁阻:  $R_{//1}, R_{//2}, R_{//3}$  和  $R_{//4}$ 。

(2) SP 线圈两个绕组之间耦合产生的磁阻:  $R_{//5}$  和  $R_{//6}$ 。

(3) SP 线圈两个绕组正串后与接收线圈磁耦合产生的磁阻  $R_{//m1}$  和  $R_{//m2}$ 。



(a) SP-DDP 耦合磁路分布



(b) SP-DDP 磁路模型

图 4 SP-DDP 为 CC 型耦合时仿真磁路分布与磁路模型

Fig. 4 Simulated reluctance distribution of SP-DDP structure in CC-type coupling mode and its equivalent reluctance circuit model

根据 Maxwell 仿真磁路分布以及上述磁阻分类, SP-DDP 耦合的等效磁路如图 4(b)所示。根据图 4(a)的磁路分布以及线圈中电流的分布, SP-DDP 耦合中绕组呈对称式分布且通过线圈的电流在 SP 线圈两绕组中大小相等,故有:  $R_{//1} = R_{//2}$ ,  $R_{//3} = R_{//4}$ ,  $R_{//m1} = R_{//m2}$ ,  $\phi_{//1} = \phi_{//2}$ ,  $\phi_{//3} = \phi_{//4}$ ,  $\phi_{//m1} = \phi_{//m2}$ 。IPT 系统中磁耦合结构的耦合系数  $k = M / \sqrt{L_1 L_2}$ , 其中,  $M$  为发射线圈与接收线圈的互感,  $L_1$  和  $L_2$  分别为发射线圈和接收线圈的自感。根据磁路欧姆定律可知, SP-DDP 耦合中发射与接收线圈的互感  $M_{//}$  和耦合系数  $k_{//}$  与磁阻的关系分别为:

$$M_{//} = \frac{N_1 \phi_{//21}}{i_1} = \frac{\gamma_{//} N_1 N_2}{R_{//m1} + R_{//m2}} \quad (1)$$

$$k_{//} = \frac{N_1 \phi_{//21} / i_1}{\sqrt{L_{//1} \left[ \frac{N_1}{2i_1} \sum_{n=1}^4 \phi_{//1n} + \frac{N_1}{i_1} (\phi_{//15} + \phi_{//16}) + \frac{N_1}{i_1} \phi_{//21} \right]}}$$

$$= \frac{\gamma_{//} N_1 N_2 / (R_{//m1} + R_{//m2})}{\sqrt{L_{//2} \left( \frac{\alpha_{//} N_1^2}{R_{//1} // R_{//3}} + \frac{\beta_{//} N_1^2}{R_{//5} // R_{//6}} + \frac{\gamma_{//} N_1 N_2}{R_{//m1} + R_{//m2}} \right)}} \\ = \frac{1}{\sqrt{\frac{R_{//m1} + R_{//m2}}{\gamma_{//} N_2} \left( \frac{\alpha_{//}}{R_{//1} // R_{//3}} + \frac{\beta_{//}}{R_{//5} // R_{//6}} \right) + \frac{1}{N_1}}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\frac{L_{//2} (R_{//m1} + R_{//m2})}{\gamma_{//} N_2}}} \quad (2)$$

式中,  $\alpha_{//}$  为 SP 线圈中绕组 1 或绕组 2 与自身的匝链率;  $\beta_{//}$  为 SP 线圈的两个绕组匝链率;  $\gamma_{//}$  为发射线圈和接收线圈耦合磁通的匝链率<sup>[14]</sup>;  $\phi_{//1n}$  ( $n=1, 2, \dots, 6$ ) 为 SP 线圈在各种类型磁路下漏磁通;  $\phi_{//21}$  为 SP 线圈中电流产生并匝链到 DDP 线圈的磁通;  $i_1$  为发射线圈的电流。

根据耦合系数的定义, 增大发射与接收线圈的互感, 或减少发射与接收线圈的自感, 均可提高磁耦合结构的耦合系数。由式(1)可知, 减小  $R_{//m1}$  和  $R_{//m2}$ , 可以增大 SP-DDP 的互感, 故能增加 SP-DDP 的耦合系数。当 SP 线圈和 DDP 线圈产生主磁通的绕组垂直对齐时, 空气磁路的长度最短, 磁通面积最大,  $R_{//m1}$  和  $R_{//m2}$  最小, 故互感最大。

为分析 SP 线圈中两个绕组的间距变化对 SP 线圈磁阻的影响, 改变 SP 线圈两绕组的间距, 磁场分布如图 5 所示。其中  $SP_{\text{合}}$  和  $SP_{\text{开}}$  分别表示 SP 线圈两绕组间距较小和较大的绕法。在 SP-DDP 为 CC 型磁耦合时, 随着 SP 线圈两绕组间距增大,  $\phi_{//21}$  减小, 因此, 互感降低;  $\sum_{n=1}^4 \phi_{//1n}$  增大,  $\phi_{//15}$  和  $\phi_{//16}$  减小, 结合磁阻的变化可知, SP 线圈自感  $L_{//1}$  降低, 又因为 DDP 线圈自感不变, 则 SP-DDP 的耦合系数减小。

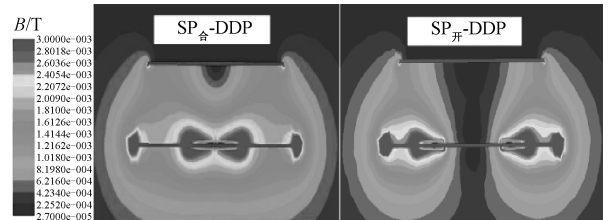


图 5 SP 线圈两绕组间距较小 ( $SP_{\text{合}}$ ) 和较大 ( $SP_{\text{开}}$ ) 情况下 SP-DDP 磁场分布

Fig. 5 Magnetic field intensity distribution of SP-DDP structure at large and small distance between two windings of SP coil

当 SP 线圈的两个绕组反串时, 如图 1(b)所示, SP 线圈变为 E 型线圈, 此时 SP 线圈与 E 型线圈能



够很好地耦合,为 EE 型耦合。SP 线圈与 E 型 RP 线圈耦合磁路通过 Maxwell 仿真分析,结果如图 6(a)所示。根据图 6(a)的磁路分析,可以将 SP 线圈与 RP 线圈的耦合磁阻分为 2 类:

- (1) SP 线圈两个绕组未与其他绕组产生磁耦合的磁阻:  $R_{\perp l1}, R_{\perp l2}$ 。
- (2) SP 线圈两个绕组反串后与接收线圈磁耦合产生的磁阻  $R_{\perp m1}$  和  $R_{\perp m2}$ 。

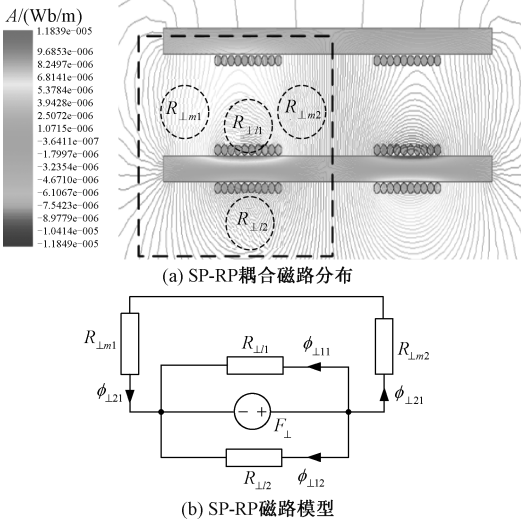


图 6 SP-RP 为 EE 型耦合时仿真磁路分布与磁路模型  
Fig. 6 Simulated reluctance distribution of SP-RP structure in EE-type coupling mode and its equivalent reluctance circuit model

SP 线圈与 RP 线圈耦合时,SP 线圈与 RP 线圈均包含两组绕组。SP 线圈的两绕组与 RP 线圈正对的两绕组各自形成磁回路,如图 6(a)所示,且两边的磁场分布具有对称性,故只需分析其中一组正对的发射与接收绕组的磁场分布并建立磁路模型,即可反映整个发射与接收线圈的磁分布特性,如图 6(b)所示。

根据磁路欧姆定律可知,SP 线圈与 RP 线圈的互感  $M_{\perp}$  和耦合系数  $k_{\perp}$  与磁阻的关系为:

$$M_{\perp} = \frac{N_1 \phi_{12}}{i_1} = \frac{\gamma_{\perp} N_1 N_2}{R_{\perp m1} + R_{\perp m2}} \quad (3)$$

$$k_{\perp} = \frac{N_1 \phi_{12} / i_1}{\sqrt{L_{\perp 2} \left[ \frac{N_1}{2i_1} (\phi_{\perp l1} + \phi_{\perp l2}) + \frac{N_1 \phi_{\perp 21}}{2i_1} \right]}} = \frac{\gamma_{\perp} N_1 N_2 / (R_{\perp m1} + R_{\perp m2})}{\sqrt{L_{\perp 2} \left[ \frac{\beta_{\perp} N_1^2}{2(R_{\perp l1} // R_{\perp l2})} + \frac{\gamma_{\perp} N_1 N_2}{2(R_{\perp m1} + R_{\perp m2})} \right]}}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{\frac{R_{\perp m1} + R_{\perp m2}}{R_{\perp l1} // R_{\perp l2}} \frac{\beta_{\perp}}{\gamma_{\perp} N_2^2} + \frac{1}{N_1 N_2}}} \cdot \sqrt{\frac{2\gamma_{\perp}}{L_{\perp 2} (R_{\perp m1} + R_{\perp m2})}} \quad (4)$$

式中,SP 线圈和 RP 线圈中绕组匝数分别为  $N_1/2, N_2$ ;  $\beta_{\perp}$  为 SP 线圈与自身的匝链率;  $\gamma_{\perp}$  为 SP 线圈和 RP 线圈耦合磁通的匝链率。

由式(3)可知,SP 发射线圈和 RP 接收线圈的绕组正对时,空气磁路的长度最短,磁通面积最大,  $R_{\perp m1}$  与  $R_{\perp m2}$  的和最小,互感最大。

当改变 SP 线圈两绕组的间距时,SP 线圈与 RP 线圈为 EE 型耦合,其磁场分布如图 7 所示。当 SP 线圈两绕组间距在小于 SP 两绕组的最大互感耦合间距时,增大绕组间距,  $\phi_{\perp 21}$  增大,互感增大;当 SP 两绕组间距在大于 SP 两绕组的最大互感耦合间距时,增大绕组间距,  $R_{\perp m1}$  与  $R_{\perp m2}$  的和增大,互感减小。此外,当  $R_{\perp l1} // R_{\perp l2}$  取得最小值时,SP 线圈自感最大。因此,SP-RP 耦合系数的变化需要结合具体的线圈结构定量分析。

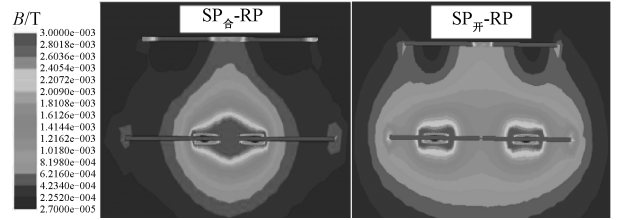


图 7 SP 线圈两绕组间距较小 ( $SP_{\text{合}}$ ) 和较大 ( $SP_{\text{开}}$ ) 情况下 SP-RP 耦合磁场分布图

Fig. 7 Magnetic field intensity distribution of SP-RP structure at large and small distance between two windings of SP coil

## 2.2 SP 线圈分别与 DDP 线圈和 RP 线圈耦合的仿真分析

为定量研究 SP-DDP(CC 型)耦合和 SP-RP(EE 型)耦合特性,利用有限元仿真软件 Maxwell,建立 SP 线圈、DDP 线圈和 RP 线圈的物理模型并进行磁耦合仿真,参数如表 1 所示。其中,发射端的铁氧体磁条采用等间距排列,接收端的铁氧体磁条铺满产生主磁通的绕组区域。

在改变 SP 线圈两绕组间距的情况下,通过仿真计算 SP 线圈作为发射线圈在 C 型和 E 型模式下分别与 DDP 线圈和 RP 线圈进行磁耦合的互感及耦合系数的特性曲线,如图 8 所示。根据仿真结果,

表 1 SP 仿真建模参数

Tab. 1 Simulation parameters of models

参数	数值		
	SP	DDP	RP
铁氧体尺寸/mm <sup>3</sup>	280×15×5	80×15×5	80×15×5
铁氧体数量/根	6	32	64
外部长度/mm	110+d	270	270
外部宽度/mm	200	270	270
线径/mm	4	4	4
绕组宽度/mm	55	55	55
气隙/mm	100	100	100

注:d 为线圈间距。

可得以下结论:

(1)SP 线圈为 C 型线圈时,SP-DDP 耦合为 CC 型耦合,SP 线圈两绕组间距增大时,SP 线圈自感下降,SP 线圈与 DDP 线圈互感和耦合系数降低。因此,当 SP 线圈两绕组排列紧密时,SP-DDP 互感和耦合系数较大。

(2)SP 线圈为 E 型线圈时,SP-RP 耦合为 EE 型耦合,SP 线圈两绕组间距小于 120mm 时,当两绕组间距增大时,SP 线圈的自感、SP 线圈与 RP 线圈的互感和耦合系数增大;SP 线圈两绕组间距大于 120mm 时,当两绕组间距增大时,SP 线圈的自感、SP 线圈与 RP 线圈的互感和耦合系数减小。

(3)SP 线圈的两绕组间距在 CC 型和 EE 型耦合模式不能同时达到最优。

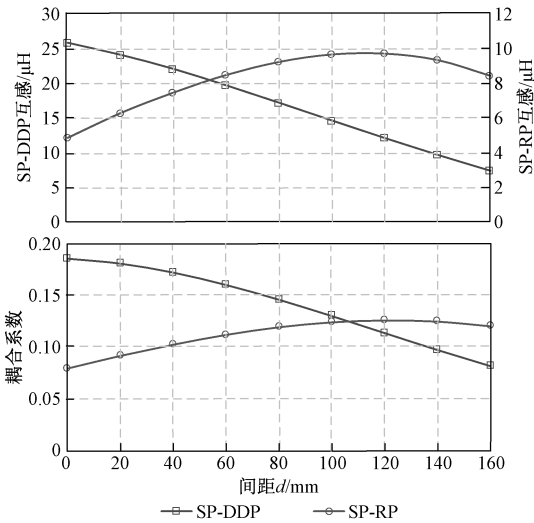


图 8 SP 线圈两绕组间距改变时 SP 线圈与 DDP 线圈和 RP 线圈耦合的互感及耦合系数的变化曲线

Fig. 8 Curves of mutual inductances, and couple coefficient between SP coil and DDP coil, RP coil, with variable distance of two windings in SP coil

3 SDC 线圈

3.1 SDC 线圈结构

考虑到 SP 线圈在 CC 型和 EE 型耦合下,SP 线圈两绕组的最优间距不统一,本文提出如图 9 所示绕线方法。SP 线圈在正面的两绕组间距较大(分开侧),在反面的两绕组间距较小(合并侧),正反面的两绕组均沿中线对称,但正反面的两绕组呈非对称结构,根据绕线方法称该结构为螺旋双 C (Solenoid Double C, SDC) 型双面线圈。当 SDC 线圈两绕组正串时,SDC 线圈为 C 型线圈;当 SDC 线圈两绕组反串时,SDC 线圈为 E 型线圈。故通过改变 SDC 线圈两绕组的接法,SDC 线圈可以兼容耦合 E 型和 C 型线圈。同时由于 SDC 线圈正反面的绕组间距不同,因此正反面绕组能够分别满足 C 型和 E 型接收线圈对 SDC 线圈中两绕组间距的要求。

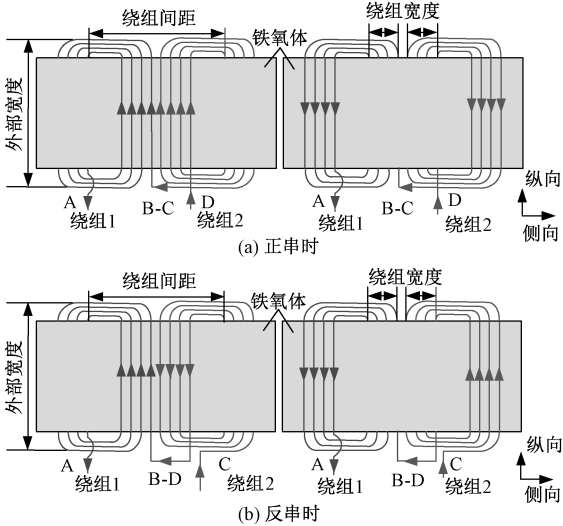


图 9 SDC 线圈两绕组在合并侧与分开侧的电流流向

Fig. 9 Current directions of SDC windings on two sides

SDC 线圈两绕组正、反串时线圈合并侧和分开侧的电流流向如图 9 所示。图 9(a) 中,正反面上两绕组电流的流向各自一致,此时 SDC 线圈为 C 型线圈。SDC 线圈两绕组的分开侧会降低整个线圈的自感,此时绕组的合并侧与 C 型接收线圈的耦合会有较大的互感和耦合系数。图 9(b) 中,正反面上的两绕组电流的流向均相反,此时 SDC 线圈为 E 型线圈。SDC 线圈的分开侧与 E 型接收线圈有较高的互感和耦合系数。

根据图 8 中 SP 线圈两绕组在 CC 型耦合和 EE 型耦合下的最优间距,SDC 线圈参数如下:SDC 线圈在合并侧的两绕组间距为 0mm,而在分开侧的两

绕组间距为 120mm。

3.2 SDC 线圈与 SP 线圈的对比分析

为验证 SDC 线圈的性能,通过仿真计算出 SDC 线圈与 C 型和 E 型线圈分别耦合的自感、互感及耦合系数。耦合的 E 型线圈和 C 型线圈分别采用 DDP 线圈和 RP 线圈,DDP 线圈与 RP 线圈尺寸如表 1 所示。故仿真所采用的耦合结构包括 SDC-DDP 耦合、SDC-RP 耦合。为更清楚确定 SDC 线圈的特性,SP 线圈作为发射线圈的耦合结构也被仿真计算,以作为参考,故仿真计算包括 SP-DDP 耦合和 SP-RP 耦合下的参数。图 10 为 SDC 线圈和 SP 线圈分别作为发射线圈,DDP 线圈和 RP 线圈作为接收线圈情况下的磁场分布。从图 10 可以得出,在相同条件下,相对于 SP 线圈,SDC 线圈与 DDP 线圈和 RP 线圈都具有更好的磁耦合。SDC 线圈、SP 线圈与 DDP 线圈、RP 线圈耦合的具体参数的仿真结果如表 2 所示。其中  $L_p$ 、 $L_s$  分别为发射线圈和接收线圈的自感, $M$ 、 $k$  分别为发射与接收线圈之间的互感及耦合系数。结合图 8 和表 2 分析,在正对接收线圈的耦合面(定义为正面),SDC 线圈的绕组磁场分布与 SP 线圈的绕组磁场分布一致,耦合区域的磁场分布几乎一致;在正对无接收线圈的背面,SDC 线圈漏磁场比 SP 线圈小。根据表 2 可知,与 SP 线圈相比,SDC 线圈自感更小,而 SDC 线圈与 DDP 和 RP 线圈作为接收线圈下的互感和耦合系数均更大。由仿真结果可知,本文提出的 SDC 线圈结构相比传统的 SP 线圈结构,与 DDP 线圈耦合系数提高达 10.5%,而与 RP 线圈耦合系数提高更是达到 61.5%。因此,本文提出的 SDC 线圈结构相比传统的 SP 线圈结构,既能保持兼容耦合不同类型的线圈,又提高了磁耦合结构的互感和耦合系数,还能减小作为发射线圈时线圈自感,并减少漏磁场,提高了线圈的利用率。

3.3 SDC 线圈的偏移特性

为减小磁耦合结构对周围环境的电磁干扰,通常会添加铝板来屏蔽磁耦合结构的漏磁场<sup>[15]</sup>。对不同的线圈结构,铝板屏蔽的效果也不同。当有铝板作屏蔽层时,耦合线圈的漏磁场会降低,同时耦合线圈的自感也会减小,因此磁耦合结构的互感和耦合系数也会改变<sup>[14]</sup>。根据文献[9,15],铝板屏蔽层会降低单面线圈作为磁耦合结构的耦合系数,但却能够增加双面线圈组成的磁耦合结构的耦合系数。

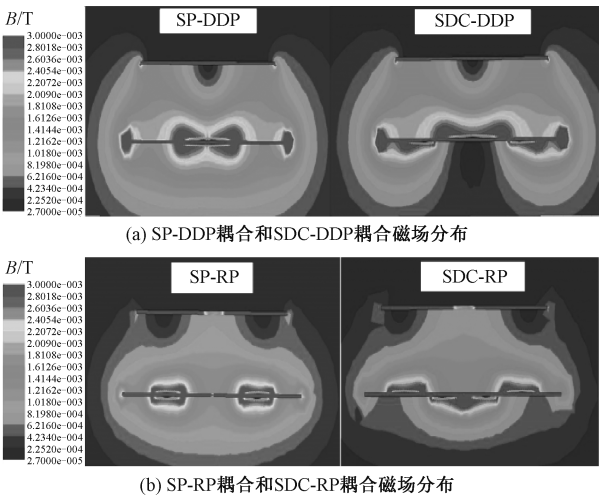


图 10 SP 线圈、SDC 线圈分别与 DDP 线圈、RP 线圈磁耦合的磁场分布

Fig. 10 Magnetic field intensity distribution of SP-DDP, SDC-DDP, SP-RP and SDC-RP structures

表 2 SP 线圈、SDC 线圈分别与 DDP 线圈、RP 线圈磁耦合的自感、互感及耦合系数

Tab. 2 Simulated self-inductance, mutual inductance, and couple coefficient of SP-DDP, SDC-DDP, SP-RP, and SDC-RP structures

磁耦合结构	$L_p/\mu\text{H}$	$L_s/\mu\text{H}$	$M/\mu\text{H}$	$k$
SP-DDP	221. 83	87. 25	25. 86	0. 19
SDC-DDP	191. 73	87. 31	27. 26	0. 21
SP-RP	86. 13	69. 03	9. 71	0. 13
SDC-RP	82. 05	69. 03	15. 66	0. 21

在有铝板作为屏蔽层的情况下,比较 SDC 线圈和单面线圈在不同方向上对偏移的耦合特性及偏移敏感度,仿真结果如图 11 所示。其中作为发射线圈的单面线圈分别为 DDP 线圈和 RP 线圈。从仿真结果可知,在 DDP 线圈作为接收线圈时,相对于 DDP 线圈作为发射线圈,无论是侧向偏移还是纵向偏移上,SDC 线圈作为发射线圈时都具有更好的耦合系数。在 RP 线圈作为接收线圈时,相对于 RP 线圈作为发射线圈,在侧向偏移还是纵向偏移上,SDC 线圈作为发射线圈时都具有类似的耦合系数。由此可见,SDC 线圈与单面线圈相比,具有较高的偏移容差。

4 实验结果及分析

4.1 IPT 系统

实验所采用的 IPT 系统如图 12 所示。发射侧、接收侧均采用串联 (Series-Series, SS) 补偿,理想情况下,其等效电路如图 13 所示。 $C_1$ 、 $C_2$  分别为发射



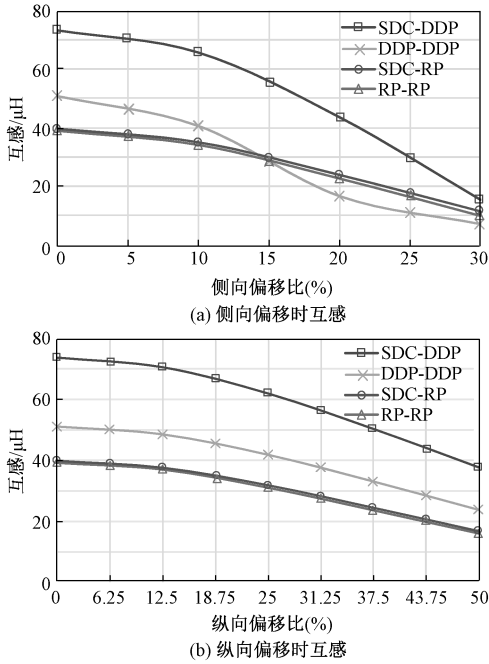


图 11 SDC-DDP, DDP-DDP, SDC-RP 和 RP-RP 磁耦合结构的互感随侧向、纵向偏移的变化曲线

Fig. 11 Curves of mutual inductance of SDC-DDP, DDP-DDP, SDC-RP, and RP-RP structures with lateral and longitudinal offset

侧和接收侧的补偿电容,  $L_1$ 、 $L_2$  分别为发射侧和接收侧的自感,  $M$  为发射侧与接收侧互感,  $R_L$  为负载。  $U_{AB}$ 、 $I_1$  分别为发射侧输入交流电压、电流,  $U_{ab}$ 、 $I_2$  分别为接收侧交流输出负载电压、电流。  $u_1$ 、 $u_2$  分别为发射侧和接收侧的感应电压,  $\omega_0$  为谐振频率,  $Z_s$  为接收侧等效阻抗, 折算到发射侧的阻抗为  $Z'_s$ , 从发射端看的等效阻抗为  $Z_{in}$ 。

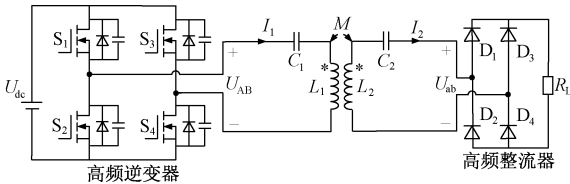


图 12 SS 拓扑 IPT 系统电路图

Fig. 12 Circuit diagram of SS topology in IPT system

当发射线圈和接收完全谐振时,有:

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L_1 C_1} = \frac{1}{L_2 C_2} \quad (5)$$

图 13 中 IPT 系统的输入阻抗为<sup>[16]</sup>:

$$Z_{in} = Z'_s = \frac{(\omega_0 M)^2}{R_L} \quad (6)$$

当系统的输出功率  $P_{out}$  一定,输入电压的表达式为:

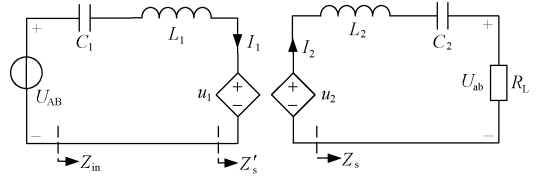


图 13 IPT 系统 SS 拓扑的等效电路图

Fig. 13 Equivalent circuit diagram of SS topology in IPT system

$$U_{AB} = \omega_0 M \sqrt{\frac{P_{out}}{R_L}} \quad (7)$$

由式(7)可知,当系统谐振频率  $\omega_0$ 、负载  $R_L$ 、输出功率  $P_{out}$  一定时, IPT 系统的输入电压  $U_{AB}$  与互感  $M$  成正比,根据图 11,进而可得补偿拓扑输入电压与偏移量的关系。整体而言,基于本文所提出的 SDC-RP 和传统的 RP-RP 线圈结构的 IPT 系统具有较小的逆变器电压应力。

在实际应用中,发射侧和接收侧的线圈均含有内阻,当发射线圈和接收线圈的品质因数  $Q_1$ 、 $Q_2$  确定时,系统的最大传输效率为:

$$\eta = \frac{k^2 Q_1 Q_2}{(1 + \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2})^2} \approx 1 - \frac{2}{k \sqrt{Q_1 Q_2}} \quad (8)$$

根据式(8)可知,合理设计发射与接收线圈的  $k$  值, IPT 系统可以获得最佳传输效率<sup>[17]</sup>。

## 4.2 实验平台搭建

为验证 SDC 线圈的特性,绕制如图 14 所示的 SDC 线圈,其中 SDC 线圈两绕组在分开侧和合并侧的距离分别为 120mm、0mm。为与 SDC 线圈作对比,绕制了两组 SP 线圈,两组绕组的间距分别为 120mm( $SP_{开}$ )和 0mm( $SP_{合}$ ),其实物图分别如图 15 (a)和图 15 (b)所示。实验绕制作为接收线圈的 DDP 线圈和 RP 线圈如图 16 所示,其物理尺寸参数如表 1 所示。

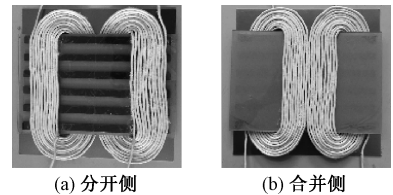


图 14 实验中绕制的 SDC 线圈实物图

Fig. 14 Physical graphics of SDC coil

按图 12 实际搭建的 IPT 系统实验平台如图 17 所示。 IPT 系统的开关频率为 85kHz。通过实验测得的实验参数如表 3 所示。表 3 中  $SDC_{合}$  表示 SDC 线圈两绕组正串的合并侧,  $SP_{合}$  表示绕组间距为

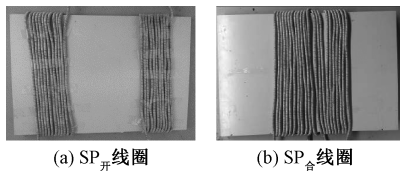


图 15 实验绕制的两组 SP 线圈实物图  
Fig. 15 Physical graphics of two SP coils

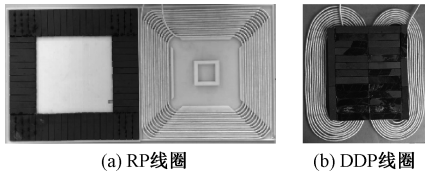


图 16 接收端线圈的实物图  
Fig. 16 Physical graphics of receivers

0mm 的 SP 线圈; $SDC_{开}$  表示 SDC 线圈两绕组反串的分开侧, $SP_{开}$  表示绕组间距为 120mm 的 SP 线圈。从表 3 的实验结果可知,SDC 线圈在正串和反串时,相比于最优参数下的 SP 线圈,均具有更好更大的互感及互感系数。表 3 证明 SDC 在兼容耦合不同线圈时,具有更好的耦合系数。

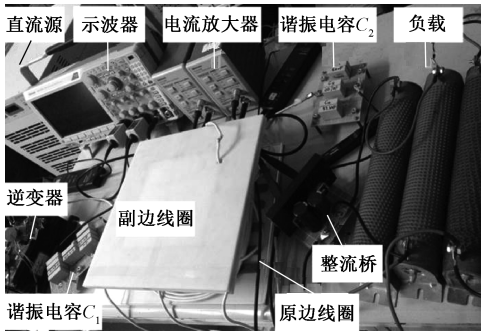


图 17 IPT 系统实物图  
Fig. 17 Prototype of IPT system

表 3 SDC 与 SP 线圈在两绕组分开、合拢时分别与 DDP 和 RP 线圈耦合的实验参数  
Tab. 3 Experimental tested parameters of SDC and SP coils with large and small distance between its two windings coupled with DDP and RP coils, respectively

参数	数值			
	$SDC_{合}$	$SP_{合}$	$SDC_{开}$	$SP_{开}$
	-DDP	-DDP	-RP	-RP
发射端电感 $L_p/\mu H$	113	130	64.3	68
接收端电感 $L_s/\mu H$	65	65.3	72.7	72
发射端补偿电容 $C_p/\mu F$	31	27.08	54.6	52.6
接收端补偿电容 $C_s/\mu F$	54.5	54.5	49.1	49.1
互感 $M/\mu H$	16.85	14.85	15.78	8.6
耦合系数 $k$	0.19	0.16	0.22	0.12

为验证 SDC 线圈抗偏移特性,绕制了实际的单面 DDP 线圈和 RP 线圈作为对比发射线圈,如图 18 所示。DDP 线圈和 RP 线圈的磁条摆设如图 17 所示。在发射侧和接收侧均加有铝板作为电磁干扰屏蔽结构的情况下,发射线圈与接收线圈正对时, $SDC_{开}$ 、 $SDC_{合}$ 、DDP 和 RP 四种发射线圈与接收线圈之间的参数如表 4 所示。

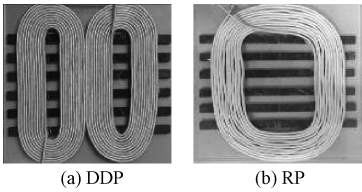


图 18 作为发射线圈的单面线圈实物图  
Fig. 18 Physical graphics of DDP and RP coils employed as transmitter coil

表 4  $SDC_{开}$ -RP,RP-RP, $SDC_{合}$ -DDP 和 DDP-DDP 磁耦合结构的实验参数

Tab. 4 Measured parameters of  $SDC_{开}$ -RP, RP-RP, and DDP-DDP structures

参数	数值			
	$SDC_{开}$ -RP	RP-RP	$SDC_{合}$ -DDP	DDP-DDP
发射端电感 $L_p/\mu H$	54.56	42.59	104.2	66.41
接收端电感 $L_s/\mu H$	84.86	85.7	77.48	77.54
发射端补偿电容 $C_p/\mu F$	63.64	82.5	33.74	52.79
接收端补偿电容 $C_s/\mu F$	41.16	41.16	41.16	45.2
互感 $M/\mu H$	14.48	13.85	19.75	15.45

4.3 IPT 系统在 SDC 线圈与 SP 线圈作为发射线圈下的特性

当接收线圈为 DDP 线圈,SDC 线圈与 SP 线圈均采用正串接法,以使 SDC 和 SP 线圈均为 C 型线圈。此时 SDC 线圈合并侧与接收线圈正对,SP 线圈为绕组间距为 0mm 的 SP 线圈。串联补偿电容参数如表 3 所示。在 SDC 和 SP 作为发射线圈,DDP 作为接收线圈的 IPT 系统中,IPT 系统的电能传输效率如图 19(a)所示。从实验结果可得,采用 SDC 作为发射线圈的 IPT 系统具有更好的电能传输效率,即 SDC 作为发射线圈时,磁耦合特性更好。

当接收线圈为 RP 线圈,SDC 线圈与 SP 线圈均采用反串接法,以使 SDC 和 SP 线圈均形成为 E 型线圈。此时 SDC 线圈分开侧与接收线圈正对,SP 线圈为绕组间距为 120mm 的 SP 线圈。串联补偿电容的参数如表 3 所示。在 SDC 和 SP 作为发射线



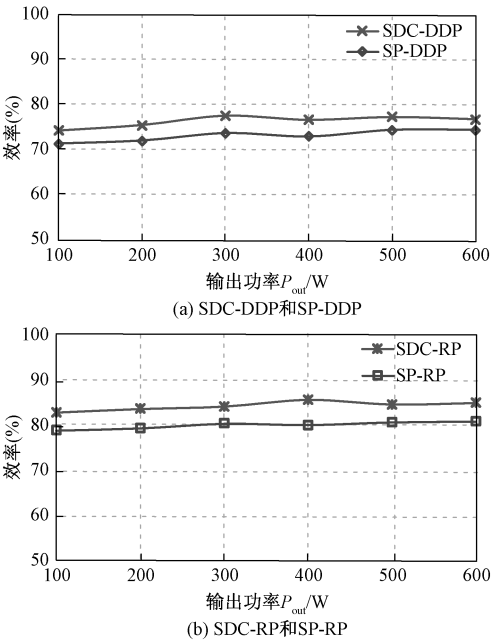


图 19 IPT 系统在 SDC-DDP, SP-DDP, SDC-RP 和 SP-RP 耦合下的效率曲线

Fig. 19 Efficiency curves of IPT system with SDC-DDP, SP-DDP, SDC-RP, and SP-RP structures

圈,RP 作为接收线圈的 IPT 系统中,IPT 系统的电能传输效率如图 19(b)所示。从实验结果可得,采用 SDC 作为发射线圈的 IPT 系统具有更好的电能传输效率,即 SDC 作为发射线圈时,磁耦合特性更好。

综上所述,不论是与 C 型线圈还是 E 型线圈耦合,相对于传统 SP 线圈,SDC 线圈作为发射线圈均具有更好的耦合特性。

此外,需要指出的是,图 19 仅用于验证本文所提出的 SDC 线圈结构相比于传统的 SP 线圈具有更优良的磁耦合特性。后续可通过以下措施增加系统的传输效率:①选择合适的补偿拓扑,比如双边 LCC;②合理提高系统的输出功率。

4.4 SDC 线圈的抗偏移特性实验

由式(7)可知,理想情况下,输出功率恒定,IPT 系统的输入电压大小与互感值成正比。由此可以通过系统输入电压的变化来分析磁耦合结构互感的变化趋势。根据表 4 参数设计了 SDC-DDP、SDC-RP、DDP-DDP、RP-RP 耦合这 4 套 IPT 系统以测试 SDC 线圈的抗偏移特性。实验中保持恒定 500W 的功率输出,将接收线圈相对发射线圈进行侧向和纵向偏移,测量发射端的输入电压来间接反映互感的变化。

实验结果如图 20 所示,当接收线圈为 RP 线圈时,无论是在侧向偏移还是在纵向偏移方向上,SDC-RP 耦合比 RP-RP 耦合的互感略高,但变化趋势几乎一致。当接收线圈为 DDP 线圈时,无论是在侧向偏移方向还是在纵向偏移方向上,SDC-DDP 耦合均显著高于 DDP-DDP 耦合的互感达 50% 以上,且偏移容差更大。

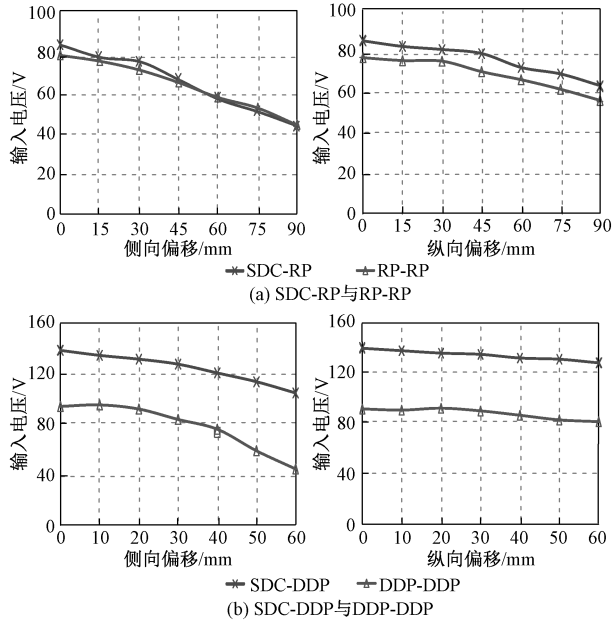


图 20 SDC-RP、RP-RP、SDC-DDP 和 DDP-DDP 耦合机构在侧向、纵向偏移下输入电压的变化曲线

Fig. 20 Curves of input voltage with SDC-RP, RP-RP, SDC-DDP, and DDP-DDP structures with varying lateral, longitudinal offsets

5 结论

本文在 SP 线圈的基础上提出了一种非对称的双面螺旋线圈——SDC 线圈。SDC 线圈保持了 SP 线圈具有兼容耦合 E 型和 C 型线圈的能力,且相比传统 SP 线圈,具有更高的耦合系数。由仿真可知,SDC 线圈与 DDP 线圈耦合系数提高达 10.5%,而与 RP 线圈耦合系数提高更是达到 61.5%。与单面线圈相比,无论是与 RP 线圈耦合还是与 DDP 线圈耦合,SDC 线圈都具有更好的抗偏移能力,特别是相对于 DDP 线圈,SDC 线圈的抗偏移能力大大提高。仿真与实验结果表明,在 IPT 系统中,采用 SDC 线圈为发射线圈的系统相对于传统 SP 线圈,效率提高达 4% 以上;另外,实验也验证了 SDC 线圈相比于单面线圈,具有更强的抗偏移能力。

参考文献 (References):

- [1] 曹玲玲, 陈乾宏, 任小永, 等 (Cao Lingling, Chen Qianhong, Ren Xiaoyong, et al.). 电动汽车高效率无线充电技术的研究进展 (Review of the efficient wireless power transmission technique for electric vehicles) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2012, 27 (8): 1-13.
- [2] 陈文仙, 陈乾宏 (Chen Wenxian, Chen Qianhong). 共振式无线电能传输技术的研究进展与应用综述 (Review and research process of magnetic resonance wireless power transmission technology) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2016, 35 (9): 35-47.
- [3] 范兴明, 莫小勇, 张鑫 (Fan Xingming, Mo Xiaoyong, Zhang Xin). 无线电能传输技术的研究现状与应用 (Research status and application of wireless power transmission technology) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2015, 35 (10): 2584-2600.
- [4] 赵争鸣, 刘方, 陈凯楠 (Zhao Zhengming, Liu Fang, Chen Kainan). 电动汽车无线充电技术研究综述 (New progress of wireless charging technology for electric vehicles) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2016, 31 (20): 30-40.
- [5] 严茂水, 廖承林, 陶成轩, 等 (Yan Maoshui, Liao Chenglin, Tao Chengxuan, et al.). 无线电能传输系统线圈偏移研究综述: 分析, 效率提升与定位 (A review on wireless power transfer coil misalignment: Analysis, efficiency improvement and positioning) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2013, 28 (S2): 1-6.
- [6] Budhia M, Boys J T, Covic G A, et al. 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.
- [7] Zaheer A, Kacprzak D, Covic G A. A bipolar receiver pad in a lumped IPT system for electric vehicle charging applications [A]. 2012 Energy Conversion Congress and Exposition [C]. Raleigh, NC, USA, 2012. 283-290.
- [8] Zaheer A, Hao H, Covic G A, et al. Investigation of multiple decoupled coil primary pad topologies in lumped IPT systems for interoperable electric vehicle charging [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30 (4): 1937-1955.
- [9] Shimizu R, Kaneko Y, Abe S. A new hc core transmitter of a contactless power transfer system that is compatible with circular core receivers and H-shaped core receivers [A]. 2013 IEEE Electric Drives Production Conference (EDPC) [C]. Nuremberg, Germany, 2013. 1-7.
- [10] Bosshard R, Iruretagoyena U, Kolar J W. Comprehensive evaluation of rectangular and double-D coil geometry for 50 kW/85 kHz IPT system [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2016, 4 (4): 1406-1415.
- [11] 柯光洁, 陈乾宏, 徐立刚, 等 (Ke Guangjie, Chen Qianhong, Xu Ligang, et al.). 错位条件下基于“感应盲点”分析的非接触变压器建模及优化 (Modeling and optimization of contactless transformer based on “null coupling position” analysis under coil misalignment) [J]. 电力系统自动化 (Automation of Electric Power Systems), 2017, 41 (2): 15-20, 120.
- [12] Hui S Y. Planar wireless charging technology for portable electronic products and Qi [J]. IEEE in Proceedings, 2013, 101 (6): 1290-1301.
- [13] 邓其军, 刘姜涛, 陈诚, 等 (Deng Qijun, Liu Jiangtao, Chen Cheng, et al.). 应用于无线电能传输的Litz线平面矩形螺旋线圈高频电阻计算 (High frequency resistance in Litz-wire planar rectangular solenoid coils for wireless power transfer) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2016, 31 (11): 176-185.
- [14] 张巍, 陈乾宏, S. C. Wong, 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.
- [15] Knaisch K, Springmann M, Gratzfeld P. Comparison of coil topologies for inductive power transfer under the influence of ferrite and aluminum [A]. 2016 Eleventh International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER) [C]. 2016.
- [16] 马林森, 李砚玲, 麦瑞坤, 等 (Ma Linsen, Li Yanling, Mai Ruikun, et al.). 新型感应式电能传输系统高效拾取机构的仿真设计 (Simulation design of an efficient new type pickup structure in inductive power transfer system) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2015, 30 (S1): 496-500.
- [17] Bosshard R, Kolar J W, Mühlethaler J, et al. Modeling and  $\eta$ - $\alpha$ -Pareto optimization of inductive power transfer coils for electric vehicles [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2015, 3 (1): 50-64.

Design and research of a solenoid double C coil with compatibly coupling diversity coils and large offset tolerance

SUN Qi-ming<sup>1</sup>, LI Wen-jing<sup>2</sup>, LUO Bing-yang<sup>1</sup>, XIONG Song<sup>1</sup>, LU Jiang-hua<sup>1</sup>,  
WANG Jing<sup>1</sup>, ZHU Guo-rong<sup>1</sup>

- (1. School of Automation, Wuhan University of Technology, Wuhan 430070, China;
- 2. China Aerospace Science & Industry Corp, Wuhan 430040, China)

**Abstract:** Improving the coupling coefficient and the offset tolerance of the couplers are two effective ways for improving the performance of the inductive power transfer (IPT) system. Since the diversity of receive coils exist in the market, it is necessary to design the coils with the ability of compatibly coupling with E-type and C-type coils. Based on the solenoid pad (SP) two-side winding, which is able to compatibly coupled with these two types of coils, this paper proposed a solenoid double C (SDC) two-side winding which has the ability of compatibly coupling with E-type and C-type coils and has large offset tolerance. The proposed SDC coil contains two windings, which are distributed on two sides of a planar magnetic core. The two cores are distributed in a large distance on one side (named the split side), and the two coils are distributed in a small distance on the other side (named the combining side). By changing the connection manner of the two coils, the SDC coil can be a C-type or an E-type coil. Therefore, a C-type coil and an E-type coil can be coupled with the SDC coil respectively. The split side of the SDC coil coupled to an E-type coil (e. g. RP coil) and the combining side coupled to a C-type coil (e. g. DDP coil) can obtain a best coupling coefficient respectively. Experimental results show that, compared to the SP coil, the coupling coefficient of SDC coil coupling with DDP and RP coils are improved by 10.5% and 61.5% respectively. Moreover, compared to the DDP and RP coils, the SDC coil has a larger offset tolerance when coupled with the DDP and RP coils. Particularly, the offset tolerance of SDC-DDP coupler is much larger than that of SDC-RP coupler.

**Key words:** inductive power transfer (IPT); compatibly coupling; solenoid pad coil; coupling coefficient; offset tolerance