

电场耦合电能传输系统层叠式耦合机构漏电场抑制方法

苏玉刚^{1,2}, 傅群锋², 马浚豪², 卿晓东², 唐春森²

(1. 输配电装备及系统安全与新技术国家重点实验室(重庆大学), 重庆市 400044;

2. 重庆大学自动化学院, 重庆市 400044)

摘要: 随着电场耦合电能传输(ECPT)系统功率和传输距离的提高,系统耦合机构极板上的电压也会不断增大,给周围环境带来漏电场辐射问题。针对耦合机构漏电场抑制问题,文中提出了一种新型的层叠式耦合机构。在对新型层叠式耦合机构进行建模分析的基础上,以双侧 LC 补偿网络的 ECPT 系统为例,推导了极板电压的计算表达式。对耦合机构外侧极板电压的主要影响因素进行分析,提出了一种以抑制系统漏电场为目标并兼顾系统传输性能的系统参数设计方法。通过仿真,验证了所提出的耦合机构及参数设计方法对漏电场抑制的可行性和有效性。

关键词: 电场耦合电能传输系统; 漏电场; 层叠式耦合机构; 双侧 LC 补偿网络

0 引言

无线电能传输(wireless power transfer, WPT)技术是一种综合应用电力电子技术、电磁场理论、现代控制理论与技术等,通过软介质(如磁场、电场、微波、激光)以非电气接触模式实现电网或电池与用电设备之间电能传输的技术。目前,已有越来越多科研工作者投入到该技术的研究中,促进其在医疗器械、电动汽车、轨道交通、水下探测等诸多领域的应用^[1-2]。其中,电场耦合电能传输(electric-field coupled power transfer, ECPT)技术以很薄的金属极板作为耦合机构,借助极板上高频电压激发出的电场实现能量的传输,具有如下特点:耦合机构简易轻薄、形状易变、成本低;工作中绝大部分电通量分布于耦合机构中间,电磁干扰很小;不会在耦合机构周围及其之间的金属导体上产生涡流损耗;可穿透金属传递电能^[3]。由于具备这些独特优势,ECPT 技术已逐渐受到国内外众多研究团队的青睐。目前,其研究重点主要集中于系统传输功率、效率、传输距离及能量信号同步传输等性能的提升^[4-6]。

ECPT 系统耦合机构极板需要高频高压激励才能有效地传输电能,所以系统一般需要通过谐振网络对输入电压进行数十倍的抬升。这就使得极板的端电压较大,尤其是在大功率应用场合,极板电压可能达到数千伏^[6]。过高的极板电压一方面会使得系

统周围的金属导体产生静电感应电压,给周围生物体带来触电危险^[7],另一方面高压极板所激发出的漏电场(即耦合机构电能发射端和电能接收端正对区域以外存在的电场)对耦合机构周围的生物体也会产生不良影响^[8]。目前,针对 ECPT 系统电磁环境安全性问题所展开的研究相对较少。文献[9-10]围绕 ECPT 系统电磁环境安全性问题,将系统所处空间分为能量传输区域与安全区域,并通过控制相邻极板对的电压相位,有效减小了系统对外部的电场辐射。文献[11]为抑制 ECPT 系统耦合机构周围漏电场,在平铺式耦合机构的上下侧添加两块大金属极板,以削弱漏电场强度。上述 ECPT 系统漏电场抑制方法虽能起到抑制漏电场的效果,却在一定程度上提高了系统的复杂度和控制难度,增加了系统成本。

现有关于层叠式耦合机构的研究主要围绕如何对其进行建模分析,以提高系统能量传输性能。文献[12]对 ECPT 系统耦合机构的位置特性进行了定量分析,推导了 ECPT 系统效率与耦合机构耦合系数的关系表达式,并通过建立等效电路模型,对比分析了平铺式耦合机构和层叠式耦合机构耦合系数随偏移距离的变化情况。文献[13-14]在考虑极板交叉耦合的情况下,对层叠式耦合机构进行了建模分析,采用该耦合机构和 LCL 补偿网络,实现了效率为 85.87%、功率为 1.88 kW 的能量无线传输,并给出了系统周围漏电场分布仿真结果,指出在距离耦合极板 1 m 以外,才能保证辐射场强在安全范围内。上述文献中的层叠式耦合机构均采用的是将低

收稿日期: 2018-06-14; 修回日期: 2018-09-07。

上网日期: 2018-11-19。

国家自然科学基金资助项目(51477020)。

压极板置于内侧,高压极板置于外侧的极板摆放方式。而经仿真和实验发现,层叠式耦合机构周围漏电场的大小主要取决于外侧极板电压的高低。在同等情况下,外侧极板电压越低,耦合机构周围漏电场场强越小。

基于上述分析,针对 ECPT 系统耦合机构周围漏电场抑制问题,本文提出了一种新型层叠式耦合机构,并对其建模分析;以对称式双侧 LC 补偿网络的 ECPT 系统为例,推导了耦合机构极板电压的计算表达式;在对耦合机构外侧极板电压的主要影响因素进行分析的基础上,提出了一种以抑制系统漏电场场强为目标并兼顾系统传输性能的耦合机构和系统参数设计方法。最后,通过建立仿真模型,验证了所提出的耦合机构及参数设计方法对漏电场抑制的可行性和有效性。

1 新型层叠式耦合机构及其建模分析

新型层叠式耦合机构截面图如图 1 所示,图中,极板 P_1 和 P_2 构成系统电能发射端,极板 P_3 和 P_4 构成系统电能接收端。耦合机构电能发射端与电能接收端呈对称式结构,其能量传输距离为 d_1 ,内侧极板厚度和外侧极板中间部分厚度为 d_3 ,外侧极板边缘厚度为 d_4 。极板 P_1 - P_2 和 P_3 - P_4 极板间距为 d_2 。由于耦合机构各极板之间形成的等效电容大小主要与极板正对面积有关,受极板形状影响较小,因此,本文耦合机构均以正方形极板为例进行分析,并设极板 P_2 和 P_3 的边长为 l_1 ,极板 P_1 和 P_4 的边长为 l_3 ,凹槽边长为 l_2 ,凸槽宽度为 l_4 。新型层叠式耦合机构与文献[12-14]提出的层叠式耦合机构相比,其不同之处体现在外侧极板 P_1 和 P_4 呈凹槽状结构,接电路的低压端;内侧极板 P_2 和 P_3 嵌于凹槽中,接电路的高压端,且内侧极板与外侧极板凸槽面在同一平行面上,这样做的好处是,在不影响系统传输距离的同时,有效增大了外侧极板构成的耦合电容大小,有利于能量的传输和漏电场的抑制。

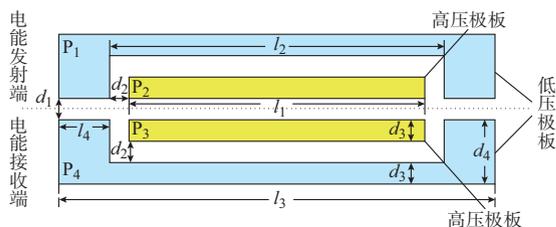


图 1 新型层叠式耦合机构截面图
Fig.1 Cross section of a novel four-plate coupler

由于新型层叠式耦合机构采用的是垂直结构,因而各极板之间会形成两两交叉耦合电容^[13]。其中,极板 P_1 - P_2 和 P_3 - P_4 分别构成电容 C_{12} 和 C_{34} ,它

们分别位于系统的电能发射端和电能接收端,可使其成为谐振网络的一部分。极板 P_2 - P_3 和 P_1 - P_4 分别构成电容 C_{23} 和 C_{14} ,形成能量传输通道。极板 P_1 - P_3 与 P_2 - P_4 由于边缘效应构成了耦合电容 C_{13} 和 C_{24} 。由于 P_1 - P_3 与 P_2 - P_4 之间几乎没有正对面积,所以电容 C_{13} 与 C_{24} 较小,通常容值只有几皮法。

附录 A 图 A1 给出了新型层叠式耦合机构的电路模型,定义 4 块耦合极板的电压分别为 $U_{P_1}, U_{P_2}, U_{P_3}, U_{P_4}$ 。 $\dot{U}_1, \dot{U}_2, \dot{U}_3, \dot{U}_4$ 分别表示极板 P_1 - P_2, P_3 - P_4, P_2 - P_3, P_1 - P_4 之间的电压, \dot{I}_1 和 \dot{I}_2 分别表示流入极板 P_2 和 P_3 的电流。以极板 P_1 的电压为参考地,即 $U_{P_1} = 0$ V,根据基尔霍夫定律及文献[13]的建模方法可知, $\dot{U}_1, \dot{U}_2, \dot{U}_3, \dot{U}_4, \dot{I}_1, \dot{I}_2$ 的关系为:

$$\dot{U}_1 = \dot{I}_1 \frac{1}{j\omega \left[C_{12} + \frac{(C_{13} + C_{14})(C_{23} + C_{24})}{C_{13} + C_{14} + C_{23} + C_{24}} \right]} + \dot{U}_2 \cdot \frac{C_{14}C_{23} - C_{24}C_{13}}{C_{12}(C_{13} + C_{14} + C_{23} + C_{24}) + (C_{13} + C_{14})(C_{23} + C_{24})} \quad (1)$$

$$\dot{U}_2 = \dot{I}_2 \frac{1}{j\omega \left[C_{34} + \frac{(C_{13} + C_{23})(C_{14} + C_{24})}{C_{13} + C_{14} + C_{23} + C_{24}} \right]} + \dot{U}_1 \cdot \frac{C_{14}C_{23} - C_{24}C_{13}}{C_{34}(C_{13} + C_{14} + C_{23} + C_{24}) + (C_{13} + C_{23})(C_{14} + C_{24})} \quad (2)$$

$$\dot{U}_3 = \dot{I}_1 \frac{1}{j\omega \frac{C_{23}C_{14} - C_{24}C_{13}}{C_{24} + C_{14}}} - \dot{U}_1 \frac{C_{24}(C_{13} + C_{14}) + C_{12}(C_{24} + C_{14})}{C_{23}C_{14} - C_{24}C_{13}} \quad (3)$$

$$\dot{U}_4 = \dot{I}_2 \frac{1}{j\omega \frac{C_{23}C_{14} - C_{24}C_{13}}{C_{23} + C_{13}}} - \dot{U}_2 \frac{C_{12}(C_{23} + C_{13}) + C_{13}(C_{23} + C_{24})}{C_{23}C_{14} - C_{24}C_{13}} \quad (4)$$

式中: $\omega = 2\pi f$,其中 f 为系统工作频率。

由式(1)~式(4),定义 $C_1, C_2, C_M, C_{M1}, C_{M2}$ 为:

$$\begin{cases} C_1 = C_{12} + \frac{(C_{13} + C_{14})(C_{23} + C_{24})}{C_{13} + C_{14} + C_{23} + C_{24}} \\ C_2 = C_{34} + \frac{(C_{13} + C_{23})(C_{14} + C_{24})}{C_{13} + C_{14} + C_{23} + C_{24}} \\ C_M = \frac{C_{23}C_{14} - C_{24}C_{13}}{C_{13} + C_{14} + C_{23} + C_{24}} \\ C_{M1} = \frac{C_{23}C_{14} - C_{24}C_{13}}{C_{24} + C_{14}} \\ C_{M2} = \frac{C_{23}C_{14} - C_{24}C_{13}}{C_{23} + C_{13}} \end{cases} \quad (5)$$

根据式(5)可计算得到耦合机构等效耦合系数^[13]为:

$$k_c = \frac{C_M}{\sqrt{C_1 C_2}} \quad (6)$$

由于新型层叠式耦合极板具有对称性,因而其等效电容具有如下关系:

$$\begin{cases} C_{24} = C_{13} \\ C_{12} = C_{34} \end{cases} \quad (7)$$

结合式(5),可将式(1)一式(4)化简为:

$$\begin{cases} \dot{I}_1 = j\omega C_{e1} \dot{U}_1 + j\omega C_M (\dot{U}_1 - \dot{U}_2) \\ \dot{I}_2 = j\omega C_{e2} \dot{U}_2 + j\omega C_M (\dot{U}_2 - \dot{U}_1) \\ \dot{U}_3 = \dot{I}_1 \frac{1}{j\omega C_{M1}} - \dot{U}_1 \frac{C_{e1}}{C_{M1}} \\ \dot{U}_4 = \dot{I}_1 \frac{1}{j\omega C_{M2}} - \dot{U}_1 \frac{C_{e1}}{C_{M2}} \end{cases} \quad (8)$$

式中:

$$\begin{cases} C_{e1} = C_1 - C_M \\ C_{e2} = C_2 - C_M \end{cases} \quad (9)$$

根据式(8),可将新型层叠式耦合机构的电路模型等效为图2所示电路形式,其与文献[14]中层叠式耦合机构等效电路模型相比,虽形式相同,但物理量的计算式有所不同。

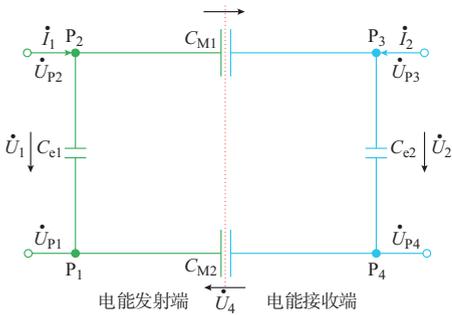


图2 新型层叠式耦合机构等效电路模型
Fig.2 Equivalent circuit model of the four-plate coupler

2 耦合机构极板电压计算

如上文所述,层叠式耦合机构漏电场的分布主要受外侧极板电压值的影响,而极板电压值的计算又与系统电路拓扑直接相关。考虑到双侧 LC 补偿网络的 ECPT 系统具有拓扑结构简单、系统参数敏感性弱、易于实现大功率传输等特点^[6,15],本文以对称式双侧 LC 补偿网络的 ECPT 系统为例,对层叠式耦合机构各极板电压值的计算公式进行推导,并对影响外侧极板电压值的主要因素进行分析。

图3为采用新型层叠式耦合机构的双侧 LC 补偿网络的 ECPT 系统电路拓扑,将层叠式耦合机构

表示为图2所示等效电路模型,可以得到附录A图A2所示 ECPT 系统等效电路。

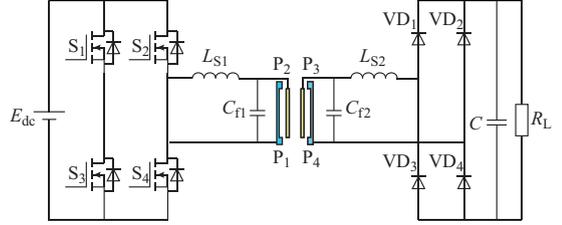


图3 采用新型层叠式耦合机构和双侧 LC 补偿网络的 ECPT 系统
Fig.3 ECPT system using the four-plate coupler with a double-sided LC compensation network

当系统处于谐振状态时,附录A图A2中电容 C_{f1} 与等效电容 C_{e1} 并联,再与电感 L_{S1} 形成谐振;同理,此时,电容 C_{f2} 与等效电容 C_{e2} 并联,再与电感 L_{S2} 形成谐振,以此实现电能的高效传输。图中,电阻 R_e 为电能接收端整流桥、滤波电容及负载 R_L 的等效电阻,其大小为 $8R_L/\pi^2$ ^[15];本文采用基波近似法进行分析, u_{in} 为逆变输出电压的基波分量,其有效值 U_{in} 与 E_{dc} 的关系为:

$$U_{in} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E_{dc} \quad (10)$$

由于采用的是对称式双侧 LC 补偿网络,因此有 $L_{S1} = L_{S2}, C_{e1} = C_{e2}, C_{f1} = C_{f2}$ 。为便于公式推导,重新定义 $C_{P1} = C_{e1} + C_{f1}, C_{P2} = C_{e2} + C_{f2}$,由此得到附录A图A3所示简化等效电路。图A3中,该拓扑各级阻抗可分别表示为:

$$Z_1 = \frac{j\omega L_{S2} + R_e}{1 + j\omega C_{P2} R_e - \omega^2 C_{P2} L_{S2}} \quad (11)$$

$$Z_2 = Z_1 + \frac{C_{M1} + C_{M2}}{j\omega C_{M1} C_{M2}} \quad (12)$$

$$Z_3 = \frac{Z_2}{1 + j\omega C_{P1} Z_2} \quad (13)$$

$$Z_4 = j\omega L_{S1} + Z_3 \quad (14)$$

当系统处于谐振状态时,有

$$1 - \omega^2 C_{P2} L_{S2} = 0 \quad (15)$$

因此, Z_2 可进一步写为:

$$Z_2 = \frac{(R_e + j\omega L_{S2}) j\omega C_{M1} C_{M2} + j\omega C_{P2} R_e (C_{M1} + C_{M2})}{-\omega^2 C_{M1} C_{M2} C_{P2} R_e} \quad (16)$$

令 $C_Q = C_{M1} C_{M2} C_{P2} / (C_{M1} C_{M2} + C_{P2} C_{M1} + C_{P2} C_{M2}), R_Q = L_{S2} / C_{P2} R_e$,则式(16)可化简为:

$$Z_2 = \frac{L_{S2}}{C_{P2} R_e} + \frac{1}{j\omega \left(\frac{C_{M1} C_{M2} C_{P2}}{C_{M1} C_{M2} + C_{P2} C_{M1} + C_{P2} C_{M2}} \right)} = R_Q + \frac{1}{j\omega C_Q} \quad (17)$$

于是,可以得到:

$$Z_3 = \frac{1 + j\omega C_Q R_Q}{j\omega C_Q + j\omega C_{P1} - \omega^2 C_{P1} C_Q R_Q} \quad (18)$$

$$Z_4 = \frac{j\omega C_Q R_Q (1 - \omega^2 L_{S1} C_{P1}) + 1 - \omega^2 L_{S1} C_{P1} - \omega^2 L_{S1} C_Q}{j\omega (C_{P1} + C_Q) - \omega^2 C_{P1} C_Q R_Q} \quad (19)$$

当系统处于谐振状态时,有

$$1 - \omega^2 C_{P1} L_{S1} = 0 \quad (20)$$

因此, \dot{U}_{in} 与 \dot{U}_1 之间的关系可表示为:

$$\dot{U}_1 = \frac{Z_3}{Z_4} \dot{U}_{in} = -\frac{1 + j\omega C_Q R_Q}{\omega^2 L_{S1} C_Q} \dot{U}_{in} \quad (21)$$

将附录 A 图 A3 所示电路进一步简化,可得到附录 A 图 A4 所示 ECPT 系统简化电路。图 A4 中, Z_1 代表图 A3 中电能拾取端的补偿电感 L_{S2} 、等效电容 C_{P2} 以及 R_e 三者的等效阻抗。选择极板 P_1 电压为参考电压,则 C_{P1} 的端电压 \dot{U}_1 即为极板 P_2 电压值 \dot{U}_{P2} ,所以各个极板电压可以表示为:

$$\begin{cases} \dot{U}_{P1} = 0 \\ \dot{U}_{P2} = \dot{U}_1 \\ \dot{U}_{P3} = \frac{Z_1 + \frac{1}{j\omega C_{M2}}}{\frac{1}{j\omega C_{M1}} + \frac{1}{j\omega C_{M2}} + Z_1} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_{P4} = \frac{\frac{1}{j\omega C_{M2}}}{\frac{1}{j\omega C_{M1}} + \frac{1}{j\omega C_{M2}} + Z_1} \dot{U}_1 \end{cases} \quad (22)$$

在分析耦合机构周围漏电场分布时,极板电压一般指的是极板对地电压,且为了考虑耦合机构漏电场对周围环境影响最严重的情况,往往需要分析极板对地电压峰值。为便于分析,本文视图 3 中直流输入电源的负极为零电势点,当开关管 S_1 和 S_4 导通, S_2 和 S_3 关断时,极板 P_1 直接与电源负极相连,其对地电压值为 0 V;当开关管 S_2 和 S_3 导通, S_1 和 S_4 关断时,极板 P_1 直接与电源正极相连,其对地电压大小为 E_{dc} 。因此,一个周期内极板 P_1 的对地电压最大值为 E_{dc} 。式(22)所计算出的各极板电压值是以极板 P_1 为参考电压计算出来的结果,所以,各极板对地电压最大值可由式(22)计算所得电压峰值加上 E_{dc} 来得到。

由上述分析可知,极板 P_1 的对地电压值只与直流输入电压有关,而极板 P_4 的对地电压值却与系统中众多电路参数相关。考虑到耦合机构外侧极板电压值与系统漏电场分布息息相关,因此,有必要对影

响极板 P_4 对地电压峰值 U_{mp4} 的主要因素进行分析。结合式(22)及上述分析,可得到当系统直流输入电压一定且处于完全谐振状态时,各电路参数对 U_{mp4} 的影响情况,如附录 A 图 A5 所示。

由附录 A 图 A5 可知,各电路参数对 U_{mp4} 的影响具有如下规律:①电阻 R_e 与电容 C_{M1} 几乎不会影响 U_{mp4} 的大小;②电感 L_{S1} 、电容 C_{M2} 及频率 f 的增大能有效减小 U_{mp4} ,且随着电感 L_{S1} 、电容 C_{M2} 及频率 f 的增大, U_{mp4} 先是急剧下降,之后趋于平缓;③随着电容 C_{P1} 的增大, U_{mp4} 逐渐增大,且二者近似呈线性关系。由图 A5(d)可知,电容 C_{M2} 的增大可有效减小 U_{mp4} ,也就可有效减小漏电场的大小。结合第 1 节对新型层叠式耦合机构各等效电容的计算分析可知,电容 C_{M2} 的大小主要受极板 P_1 和 P_4 耦合电容大小的影响,耦合电容 C_{14} 越大, C_{M2} 也就越大。正是基于这一规律,本文将耦合机构外侧极板设计成凹槽状,使其在既不影响传输距离,又可提高系统传输性能的同时,对漏电场起到更好的抑制效果。

3 耦合机构及系统参数设计方法

3.1 耦合机构参数设计

实际应用中,图 1 所示耦合机构设计流程为:①根据实际应用场合确定耦合机构外侧极板边长 l_3 ,并取其在限制条件下的最大值;②根据系统实际要求,确定系统传输距离 d_1 和极板厚度 d_3 ;③选用较好的绝缘材料,根据绝缘材料的厚度确定内侧极板与外侧极板间距 d_2 ;④以使电容 C_{M1} 和 C_{M2} 容值相等为原则,设计 l_1 和 l_4 。由此可得到耦合机构各几何参数。

3.2 系统参数设计方法

由上文分析可知,极板 P_4 的电压值既与耦合机构的结构有关,也与系统的电路参数相关,即漏电场的抑制与系统参数设计方法相关。围绕漏电场的抑制进行系统参数设计时,要确保系统能输出需要的功率,并保持有较高的功率因数。本节在综合考虑系统传输性能的基础上,给出了以抑制系统漏电场大小为目标系统参数设计方法。

如附录 A 图 A3 所示, \dot{U}_1 , \dot{U}_2 , \dot{U}_o 分别为 C_{P1} , C_{P2} , R_e 的端电压,根据基尔霍夫定律可知, \dot{U}_1 , \dot{U}_2 , \dot{U}_o 三者的关系为:

$$\dot{U}_2 = \frac{Z_1}{Z_2} \dot{U}_1 \quad (23)$$

$$\dot{U}_o = \frac{R_e}{R_e + j\omega L_{S2}} \dot{U}_2 \quad (24)$$

系统的输出功率为:

$$P_o = \frac{U_o^2}{R_e} \quad (25)$$

式中: U_o 为 \dot{U}_o 的有效值。

由式(10)一式(15)、式(20)、式(21)、式(23)一式(25)可得:

$$P_o = \frac{8E_{dc}^2}{\pi^2 R_e} = \frac{E_{dc}^2}{R_L} \quad (26)$$

由式(26)可知, 对称式双侧 LC 补偿网络的 ECPT 系统在忽略系统开关损耗、电感和耦合机构内阻损耗的情况下, 系统输出功率的理论值 P_o 。只与负载电阻及直流输入电压有关。考虑到实际系统中, 上述损耗不可避免, 因此在系统设计时, 为使系统实际输出功率达到应用要求, 系统功率设计值应留有一定的裕量, 即 $P_o = kP_{re}$, $k > 1$, 其中, P_{re} 为系统实际需求功率, k 为功率裕量系数, 其可根据系统效率需求估算得到, 所以系统实际需求功率为:

$$P_{re} = \frac{E_{dc}^2}{kR_L} \quad (27)$$

由式(19)、式(20)可得:

$$Z_4 = \frac{\omega^2 L_{S1} C_Q}{\omega^2 C_{P1} C_Q R_Q - j\omega(C_{P1} + C_Q)} \quad (28)$$

令 $A = \omega^2 L_{S1} C_Q$, $B = \omega^2 C_{P1} C_Q R_Q$, $C = \omega(C_{P1} + C_Q)$, 则有

$$Z_4 = \frac{A}{B - jC} \quad (29)$$

因此, 系统的功率因数为:

$$\lambda = \frac{B}{\sqrt{B^2 + C^2}} \quad (30)$$

由式(30)可得到当系统处于谐振状态且负载一定时, 系统功率因数随电感 L_{S1} 及系统频率 f 的变化情况, 如附录 A 图 A6 所示。在 λ 一定的情况下, 增大 f 可有效减小电感值的大小, 但 f 过大, 会增大系统的开关损耗和电磁干扰, 所以可根据附录 A 图 A5(f) 确定最大频率 f_{max} 。在 f 一定的情况下, 可根据式(30)求得满足 λ 要求的最小电感值。

综合前文关于极板 P_4 对地电压峰值、系统输出功率及功率因数的分析, 可给出以抑制漏电场为目标并兼顾系统传输性能的系统参数设计方法, 如图 4 所示。

图 4 中, 系统直流输入电压 E_{dc} 可根据系统需求功率并由式(27)计算得到。在根据 3.1 节所示耦合机构设计方法确定极板尺寸参数后, 可通过 Ansoft Maxwell 仿真得到附录 A 图 A1 中各极板耦合电容值, 再根据式(5)得到参数 $C_{M1}, C_{M2}, C_{e1}, C_{e2}$ 的大小。图中, $U_{mp4, max}$ 为极板 P_4 对地电压峰值

的最大值, 其可结合实际系统漏电场抑制要求并根据前文分析, 由 Ansoft Maxwell 仿真得到。当结合式(22)及上文分析得到的电能接收端外侧极板电压峰值 $U_{mp4} \leq U_{mp4, max}$ 时, 便得到系统参数 $E_{dc}, L_{S1}, L_{S2}, C_{f1}, C_{f2}, f$, 否则, 优先提高 f , 若 f 达到最大值, U_{mp4} 仍大于 $U_{mp4, max}$, 则提高电感值, 并重新设计各系统参数。

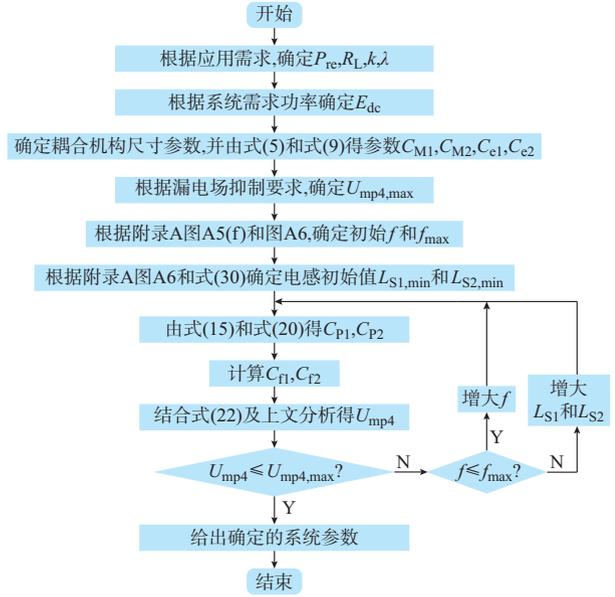


图 4 系统参数设计流程

Fig.4 Flow chart of system parameter design

4 仿真验证

为验证所提出的耦合机构及系统参数设计方法对漏电场抑制的可行性和有效性, 根据图 3 电路拓扑, 通过 MATLAB/Simulink 及 Ansoft Maxwell 仿真平台建立系统仿真模型, 并分析耦合机构外侧极板电压及漏电场分布情况。

依照 3.1 节所示耦合机构设计方法, 给出一组耦合机构尺寸参数如附录 A 表 A1 所示, 并仿真得到耦合机构各电容值如附录 A 表 A2 所示。仿真系统中, 系统实际输出功率要求不小于 50 W, 效率不低于 80% (则功率裕量 k 取 1.25), 负载电阻 R_L 为 30 Ω , 系统功率因数要求不小于 0.9, 漏电场抑制要求为耦合机构周边 7.5 cm 范围外场强不能超过 614 V/m^[8] (国际标准)。由前述设计方法得到耦合机构在该漏电场抑制要求下, $U_{mp4, max}$ 约为 174 V。根据上述系统给定条件, 运用图 4 所示系统参数设计方法, 得到系统电路参数如附录 A 表 A3 所示。

通过 MATLAB/Simulink 仿真得到系统逆变输出电压 u_i 、电流 i_{in} 及负载电压 u_L 波形如附录 A 图 A7 所示, 耦合机构外侧极板电压波形如附录 A

图 A8 所示。由图 A7(a)可得到系统功率因数约为 0.926,与式(30)计算结果 0.93 相吻合。图 A7(b)中,负载端电压为 43.5 V,系统输出功率 P 。约为 63 W,满足系统传输性能要求。如图 A8 所示,耦合机构外侧极板 P_1 和 P_4 对地电压峰值分别为 43.5 V 和 164.3 V,该仿真结果与理论分析值 43.5 V 和 165.5 V 较为相符,验证了前文极板电压计算方法的正确性。

通过 Ansoft Maxwell 仿真得到耦合机构周围漏电场分布情况如图 5 所示。图中红色区域场强大于 614 V/m,超过国际安全标准。由图可知,耦合机构周围 6.85 cm 距离以外,场强均小于 614 V/m,达到了系统漏电场抑制要求。

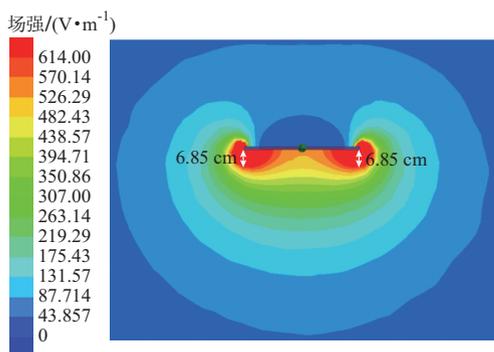


图 5 新型层叠式耦合机构漏电场分布情况
Fig.5 Distribution of fringing electric field of the four-plate coupler

为进行对比分析,在采用相同电路拓扑(见图 3)和电路参数(见附录 A 表 A3)的情况下,采用文献[12-14]中的耦合机构(见附录 A 图 A9),分析其外侧极板电压及漏电场分布情况。图 A9 所示层叠式耦合机构由 4 块方形极板组成,并呈对称性结构,外侧极板 P_1 和 P_4 边长为 l_3 ,内侧极板 P_2 和 P_3 边长为 l_1 ,耦合机构传输距离为 d_1 ,同侧极板间距为 d_2 ,极板厚度均为 d_3 。在仿真过程中,该耦合机构尺寸参数 l_1, l_3, d_1, d_2, d_3 与表 A1 相同。为便于描述,将采用图 1 所示耦合机构的情况称为情形 1,将采用图 A9 所示耦合机构的情况称为情形 2。

通过 Ansoft Maxwell 仿真得到附录 A 图 A9 所示层叠式耦合机构各耦合电容值,如附录 A 表 A4 所示。为与表 A2 进行区分,表 A4 所示耦合机构耦合电容字母右上角均带有角标。

通过 MATLAB/Simulink 仿真得到两种情形下,耦合机构外侧极板(即 P_1 和 P_4)对地电压峰值随输入直流电压 E_{dc} 变化情况,如附录 A 图 A10 所示。由附录 A 图 A10 可知:①情形 1 下,耦合机构外侧极板 P_1 和 P_4 对地电压峰值分别约为情形 2 下

对地电压峰值的 1/26 和 5/29;②情形 1 下,耦合机构外侧极板 P_1 和 P_4 对地电压峰值随直流输入电压变化幅度分别约为情形 2 下变化幅度的 1/26 和 5/29。通过 Ansoft Maxwell 仿真得到情形 2 下,耦合机构周围漏电场分布情况如附录 A 图 A11 所示。由该图可知,情形 2 下,距离耦合机构几何中心 53.78 cm 以外,场强才达到安全限值。以上仿真结果表明,本文所提出的耦合机构能够有效降低外侧极板电压值的大小,从而对漏电场具有更好的抑制效果。

通过仿真分析可知,上述使用新型层叠式耦合机构和使用文献[12-14]提出的层叠式耦合机构两种情形下,系统输出功率 P 。都约为 63 W;耦合机构等效耦合系数分别为 0.32 和 0.168;系统功率因数分别为 0.93 和 0.79。这表明本文所提出的耦合机构及系统参数设计方法能够有效抑制漏电场,同时使系统具有较好的传输性能。

5 结语

本文提出了一种新型层叠式耦合机构,该耦合机构内侧极板为高压极板,外侧极板为低压极板。将该耦合机构应用于对称式双侧 LC 补偿网络的 ECPT 系统中,并配合使用提出的系统参数设计方法,其效果是:在保证系统具有良好传输性能的同时,能够有效抑制系统耦合机构周围漏电场的大小。该研究成果对 ECPT 系统漏电场的抑制有一定的参考价值。需要指出的是,由于本文研究的重点在于漏电场的抑制,对系统效率分析篇幅有限,后续将会进一步围绕如何提高系统效率展开研究。

附录见本刊网络版(<http://www.aeps-info.com/aeps/ch/index.aspx>)。

参考文献

- [1] 夏晨阳,陈国平,任思源,等.采用新型负载恒流供电复合谐振网络的无线电能传输系统[J].电力系统自动化,2017,41(2): 46-52. DOI:10.7500/AEPS20160406005.
XIA Chenyang, CHEN Guoping, REN Siyuan, et al. Wireless power transfer system using composite resonant network for constant-current power supply of load [J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(2): 46-52. DOI: 10.7500/AEPS20160406005.
- [2] 陈文仙,陈乾宏,张惠娟.电磁共振式无线电能传输系统距离特性的分析[J].电力系统自动化,2015,39(8): 98-104. DOI: 10.7500/AEPS20140618004.
CHEN Wenxian, CHEN Qianhong, ZHANG Huijuan. Distance characteristics analysis of magnetic resonance wireless power transmission system [J]. Automation of Electric Power Systems, 2015, 39(8): 98-104. DOI: 10.7500/

- AEPS20140618004.
- [3] 谢诗云, 苏玉刚, 陈龙, 等. 基于双侧 F-LCLC 网络的恒压型电场耦合无线电能传输系统[J]. 电力系统自动化, 2017, 41(17): 134-141. DOI:10.7500/AEPS20161226011.
- XIE Shiyun, SU Yugang, CHEN Long, et al. Constant-voltage electric-field coupled wireless power transfer system based on double-sided F-LCLC networks [J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(17): 134-141. DOI: 10.7500/AEPS20161226011.
- [4] 陈希有, 伍红霞, 牟宪民, 等. 电流型电场耦合无线电能传输技术[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(9): 2279-2286.
- CHEN Xiyou, WU Hongxia, MOU Xianmin, et al. The current-type capacitively coupled wireless power transfer technology [J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(9): 2279-2286.
- [5] SU Yugang, ZHOU Wei, HU A P, et al. Full-duplex communication on the shared channel of a capacitively coupled power transfer system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(4): 3229-3239.
- [6] XIE Shiyun, SU Yugang, ZHOU Wei, et al. An electric-field coupled power transfer system with a double-sided LC network [J]. Journal of Power Electronics, 2018, 18(1): 289-299.
- [7] SU Yugang, MA Junhao, XIE Shiyun, et al. Analysis on safety issues of capacitive power transfer system [J]. International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics, 2017, 53(4): 673-684.
- [8] IEEE standard for safety levels with respect to human exposure to radio frequency electromagnetic fields, 3 kHz to 300 GHz: IEEE C95.1-2005[S]. 2005.
- [9] KUMAR A, PERVAIZ S, CHANG C K, et al. Investigation of power transfer density enhancement in large air-gap capacitive wireless power transfer systems[C]// IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC), May 13-15, 2015, Boulder, USA: 4p.
- [10] RAMOS I, AFRIDI K, ESTRADA J A, et al. Near-field capacitive wireless power transfer array with external field cancellation[C]// IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC), May 5-6, 2016, Aveiro, Portugal: 4p.
- [11] ZHANG Hua, LU Fei, HOFMANN H, et al. A six-plate capacitive coupler to reduce electric field emission in large air-gap capacitive power transfer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(1): 665-675.
- [12] KOMARU T, AKKITA H. Positional characteristics of capacitive power transfer as a resonance coupling system[C]// IEEE Wireless Power Transfer (WPT), May 15-16, 2013, Perugia, Italy: 218-221.
- [13] ZHANG Hua, LU Fei, HOFMANN H, et al. A four-plate compact capacitive coupler design and LCL-compensated topology for capacitive power transfer in electric vehicle charging application [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(12): 8541-8551.
- [14] ZHANG Hua, LU Fei, HOFMANN H, et al. A large air-gap capacitive power transfer system with a 4-plate capacitive coupler structure for electric vehicle charging applications[C]// IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), March 20-24, 2016, Long Beach, USA: 1726-1730.
- [15] 苏玉刚, 谢诗云, 孙跃, 等. 基于双侧 LC 网络的 ECPT 系统及其参数设计方法: CN201611086253.0[P]. 2017-05-10.
- SU Yugang, XIE Shiyun, SUN Yue, et al. ECPT system based on double-sided LC network and its parameter design method: CN201611086253.0[P]. 2017-05-10.

苏玉刚(1962—),男,通信作者,博士,博士生导师,主要研究方向:无线电能传输及其应用、电能变换与控制技术、控制理论与自动化系统集成。E-mail: su7558@qq.com

傅群锋(1993—),男,硕士研究生,主要研究方向:无线电能传输技术。E-mail: 473645284@qq.com

马浚豪(1992—),男,硕士研究生,主要研究方向:无线电能传输技术。E-mail: 270273363@qq.com

(编辑 蔡静雯)

Fringing Electric Field Suppression Method of Electric-field Coupled Power Transfer System with Four-plate Coupler

SU Yugang^{1,2}, FU Qunfeng², MA Junhao², QING Xiaodong², TANG Chunsen²

(1. State Key Laboratory of Power Transmission Equipment & System Security and New Technology (Chongqing University), Chongqing 400044, China;

2. School of Automation, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

Abstract: As the transmission power and distance of electric-field coupled power transfer (ECPT) systems increase, the plate voltage of the coupler will also increase, which brings the radiation of fringing electric field in the surrounding environment. This paper proposes a novel four-plate coupler to suppress the fringing electric field. Based on the modelling and analysis of the novel four-plate coupler, formulas of the voltage on four plates are derived by taking a double-sided LC-compensated ECPT system as an example. Moreover, the main affecting factors of the voltage on outer plates are analyzed, and a system parameter design method considering the transmission performances of the system is provided to suppress the fringing electric field. The validity of the proposed coupler and the design method has been confirmed by the simulation results.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 51477020).

Key words: electric-field coupled power transfer (ECPT) system; fringing electric field; four-plate coupler; double-sided LC compensation network