

直流高压开关柜用无线电能传输系统优化研究

郭赛佳¹, 王国庆², 徐帅¹, 杨帆³

(1. 上海漕泾热电有限责任公司, 上海 201507; 2. 上海电力股份有限公司, 上海 200010;
3. 上海明华电力科技有限公司, 上海 200090)

摘要: 直流高压开关柜在线温升监测系统不能采用电流互感器从高压直流输电电路上取电为自身供电。首次提出将无线电能传输技术用于直流高压开关柜在线温升监测系统, 利用无线电能传输系统原、副边电气隔离的特性, 极大简化了绝缘系统设计难度。论述了四种经典耦合机构的优缺点, 阐明了其在本应用中的适用性, 对比分析了利兹线线圈和印制电路板线圈的交流电阻, 推导了S/S和LCC/S补偿拓扑原边线圈电流的表达式, 分析了采用这两种补偿拓扑的无线电能传输系统在低耦合系数时的损耗。根据理论分析结果, 确立了“平面方形耦合机构+利兹线线圈+LCC/S补偿拓扑”的方案, 搭建样机验证了理论分析的正确性。

关键词: 直流高压开关柜; 无线电能传输; 耦合机构; 补偿拓扑

中图分类号: TM724 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed21385

Research on the Optimization of A Wireless Power Transfer System Employed in DC High-voltage Switchgear

GUO Lajia¹, WANG Guoqing², XU Shuai¹, YANG Fan³

(1. Shanghai Caojing Cogeneration Co., Ltd., Shanghai 201507, China; 2. Shanghai Electric Power Co., Ltd., Shanghai 200010, China; 3. Shanghai Minghua Electric Power Science & Technology Co., Ltd., Shanghai 200090, China)

Abstract: The online temperature monitoring system of a high-voltage DC switchgear (OTMS-HVDS) can not be energized by a current transformer which is generally employed to acquire electrical power from high voltage AC transmission lines. For the first time, the scheme was proposed where wireless power transfer (WPT) technology is employed to power the OTMS-HVDS. The galvanic isolation characteristic of WPT technology was exploited to significantly simplify the design complexity of insulation systems. The advantages and disadvantages of four classical magnetic couplers, as well as their applicability in this application were discussed. The AC resistances of a Litz wire coil and a printed circuit board coil were analyzed and compared. The primary coil currents of WPT systems respectively compensated by S/S and LCC/S topologies were derived. The loss of these two WPT systems under low coupling case was analyzed. Based on the previous analysis, the scheme utilizing planar square coupler, Litz wire coil and LCC/S topology was determined. A prototype was made to verify the correctness of the theoretical analysis.

Key words: DC high-voltage switchgear; wireless power transfer; magnetic coupler; compensation topology

统计数据表明, 触头温升问题是导致高压开关设备失效的最主要因素, 因此, 开发设计高压开关柜温升在线监测系统十分必要^[1-3]。近年来, 直流输电技术日趋成熟, 电力系统直流化趋势越发明显, 相应的, 研发用于直流高压开关柜的温升在线监测系统十分迫切。直流输电系统中, 难

以通过电流互感器从高压端取电供温升在线监测系统使用, 只能通过低压电缆为系统提供所需电能, 但是低压电缆和高压设备间存在绝缘问题, 采用传统的绝缘措施存在体积大、成本高、污秽击穿等问题。

无线电能传输 (wireless power transfer, WPT)

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (51677052)

作者简介: 郭赛佳 (1978—), 男, 硕士, 高级工程师, Email: guolj@scip.shanghai-power.com

技术不需要物理接触,即可将电能从电源侧传输至负载侧,具有电气隔离、可靠性高、环境适应性好、免维护等优点,近些年得到了学术界和工业界的广泛关注^[4-8]。无线电能传输技术电气隔离的优点和直流高压开关柜温升在线监测系统的绝缘需求十分契合,因此,本文拟开发一套基于无线电能传输技术的直流高压开关柜温升在线监测系统供电装置,通过优化耦合机构和补偿拓扑,提高装置的能量传输效率。

目前关于无线电能传输技术的研究很多,研究方向主要集中在耦合机构、补偿拓扑、参数调谐、控制策略、电磁安全、抗偏移性能、能量和数据非接触同步传输等方面^[9-13]。根据工作原理,无线电能传输技术主要包括电磁辐射式(微波、激光等)、电场耦合式、电磁感应式、超声波式等。电磁辐射式传输距离远,但是传输效率低;电场耦合式无电磁安全问题,但是存在工作电压高的问题,容易发生触电事故;电磁感应式综合性能最好,具有传输距离适中(通常不超过1 m)、传输功率大、系统效率高、实现简单等明显优势;超声波式仍处于实验室研究阶段,距离实际应用仍有很长时间^[14]。

作者暂未见到将无线电能传输技术用于直流高压开关柜温升在线监测系统供电装置的研究。本文将首先分析不同耦合机构和线圈对耦合机构性能的影响,确定耦合机构的尺寸参数,然后分析S/S和LCC/S两种经典补偿拓扑在本应用中的特性,确定补偿拓扑类型及补偿参数,在此基础上,搭建实验样机,通过实验验证理论分析的正确性和方案的可行性,最后简要总结全文。

1 耦合机构优化设计

用于直流高压开关柜温升在线监测系统的无线供电装置的主要性能要求包括:

- 1) 传输距离不低于125 mm,以满足10 kV母线电压绝缘要求;
- 2) 发射和接收线圈(包括磁芯、绕组及骨架)尺寸均不超过 $120 \times 120 \times 15 \text{ mm}^3$;
- 3) 输入为220 V单相市电,输出为5 V直流电;
- 4) 额定功率不低于30 W,额定功率时能量传输效率(从220 V交流输入到5 V直流输出)不低于40%。

1.1 耦合机构类型

无线电能传输系统中的耦合机构又称为松

耦合变压器、磁耦合机构、耦合线圈、耦合器等,目前主流的耦合机构有平面圆形、平面方形、DD形、扁平螺线管型等^[15],如图1所示。采用有限元仿真软件,仿真得到前述四种耦合机构原副边自感、耦合系数和漏磁场强度,如表1所示。主要仿真参数如下:耦合机构平面外尺寸为 $120 \times 120 \text{ mm}^2$,传输距离125 mm,磁芯厚度5 mm,导线外径3.2 mm,匝数18匝,平面圆形和方形耦合机构采用双层布置,每层9匝,DD形耦合机构采用三层布置,每层6匝,激励电流20 A。表中漏磁场强度指原副边耦合机构中心点在与耦合机构平行平面上向外300 mm处的最大场强。

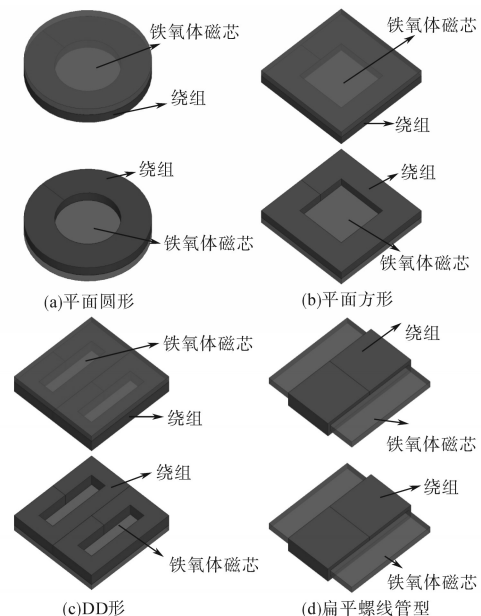


图1 四种常用的耦合机构

Fig.1 Four common magnetic couplers

表1 四种耦合机构原副边自感、耦合系数以及漏磁场强度

Tab.1 Primary and secondary self-inductances, coupling factors, and leakage flux densities of four magnetic couplers

耦合机构	原边自感/ μH	副边自感/ μH	耦合系数	漏磁场强度/ μT
圆形	53.7	53.8	0.027	0.94
方形	66.0	65.9	0.035	1.25
DD	101.4	101.4	0.011	0.36
螺线管	90.4	90.5	0.037	1.83

平面圆形和平面方形耦合机构使用最广泛。由表1可知,在相同的尺寸限制下,平面方形耦合机构的耦合系数高于平面圆形。当平面尺寸限制为方形(长和宽相等)且距径比(传输距离和耦合机构外直径之比)较大时,平面方形耦合机构的耦合系数远高于DD形耦合机构。扁平螺线管

型耦合机构虽然具有用铜量少、耦合系数高等突出优势,但是也存在漏磁严重的突出问题。特别说明,对于前述四种耦合机构,尽管增加铁氧体厚度能够提高耦合系数,但是提升作用很小。增加铁氧体厚度会显著增大系统体积、重量和成本,实际系统中不会通过使用较厚的铁氧体以获得略高的耦合系数。综合考虑上述各方面因素,本研究最终选用平面方形耦合机构作为拟开发无线供电装置的耦合机构。

1.2 线圈类型

目前常用的三种线圈分别是单股铜导线线圈、利兹线线圈和PCB线圈。单股铜导线线圈的优点是成本低,但是受集肤效应影响,其高频交流电阻很大,本研究不采用单股铜导线线圈。利兹线线圈的优点是高频交流电阻小,但是体积大,PCB线圈的优点是体积小,但是铜皮有效截面积小、交流电阻大。若增加铜皮厚度、采用线圈并联等方法能有效减小PCB线圈的交流电阻,在当前电子产品日趋小型化的背景下,PCB线圈将比利兹线线圈更有竞争力。PCB线圈的电磁场分析极其复杂,通过理论推导不能得到准确的交流电阻。PCB线圈的铜皮很薄,仿真时必须进行精细地剖分,才能得到准确结果,但是精细剖分导致仿真时间难以接受,因此通过磁仿真得到准确的PCB线圈交流电阻也不可行。本文将根据实测结果确定是否选用PCB线圈。

本研究实际制作了如表2所描述的四个方形PCB线圈,四个线圈均为18匝,线圈分布层数为1,说明这18匝线圈分布在同一层中,分布层数为2,说明这18匝线圈均匀分布在两层中,每层9匝,层间串联,层间距等于0.2 mm指的是上层9匝线圈的下表面到下层9匝线圈的上表面的距离是0.2 mm。并联线圈数为1,说明只有一个由表2前八行(“线圈匝数”为第一行)参数描述的线圈,若并联线圈数为2,说明有两个这样的线圈并联,并联线圈间距等于1.2 mm指的是这两个并联线圈间的距离为1.2 mm,该距离不包含铜皮厚度。由表2实测结果可得到以下三条结论:1)总匝数相同、线圈内外边长接近时,线圈自感与线圈分布层数、并联线圈数基本无关;2)在一定范围内增大铜皮厚度能显著降低线圈的交流电阻,但是铜皮厚度一般不超过线圈工作频率下铜的集肤深度,而且PCB线圈的成本随线圈厚度增大而迅速增加;3)当层间距和并联线圈间距较小时(考

虑到PCB线圈体积小优势,层间距和并联线圈间距必然较小),增大线圈分布层数和并联线圈数不会显著降低线圈的交流电阻。

表2 四种方形PCB线圈仿真参数和结果

Tab.2 Simulation parameters and results of four square PCB coils

线圈序号	1	2	3	4
线圈匝数	18	18	18	18
线圈分布层数	1	1	2	2
层间距/mm	—	—	0.2	0.2
铜皮厚度/ μm	35	70	70	70
线宽/mm	1.5	1.5	3	3
线间距/mm	0.25	0.25	0.5	0.5
线圈外边长/mm	119.75	119.75	119.5	119.5
线圈内边长/mm	57	57	57	57
并联线圈数	1	1	1	2
并联线圈间距/mm	—	—	—	1.2
线圈自感/ μH	40.7	40.6	40.1	40
85 kHz时交流电阻/ Ω	2.23	1.08	0.89	0.82

基于上述分析,本研究最终选用利兹线线圈以减小耦合机构的交流电阻,提高能量传输效率。集肤效应和临近效应是影响利兹线线圈交流电阻的两个主要因素,通过选取合适的单线直径可有效降低集肤效应的影响。影响临近效应的因素很多,作用机制很复杂,难以从理论上进行定量分析,在实际工程中,多通过选用合理的绞合结构来减小临近效应的影响。国际自动机工程师学会(SAE International)在J2954™标准中规定无线电能传输技术的额定频率为85 kHz,此时铜导线的集肤深度约为0.23 mm,因此所选用利兹线单股直径应小于0.46 mm,综合考虑价格、损耗等因素,最终选用单股直径为0.1 mm的利兹线^[6]。利兹线股数越多,线圈损耗越小,但是股数增加也会带来体积变大、成本升高、绕制困难等问题,本研究最终选用股数为500的利兹线,所选利兹线股数较多,为减小临近效应,建议采用三步绞合法。第一步,将500股利兹线等分成9组,每组的56股,对每组的56股利兹线进行直接绞合;第二步,将第一步得到的9束利兹线分成3组,每组3束,采用3束绞合结构进行绞合;第三步,继续采用3束绞合结构将第二步得到的3组利兹线进行绞合,得到最终的利兹线。线圈匝数为17,层数为2,紧贴磁芯层有9匝,另一层为8匝,磁芯尺寸为 $120\times 120\times 2.5\text{ mm}^3$ 。由LCR表实测得到原边线圈的自感和交流电阻分别为 $53.5\ \mu\text{H}$ 和 $73\ \text{m}\Omega$,副边线圈的自感和交流电阻分别为 $53.3\ \mu\text{H}$ 和

69 mΩ,原、副边线圈间的耦合系数为0.03。

2 补偿拓扑特性分析

截至目前,世界各国的学者已提出很多种补偿拓扑,包括S/S,LCC/S,双边LCC,S/CLC,LC/CL等^[17-18],其中使用最广泛的补偿拓扑是S/S,它具有补偿元件少、零电压软开关、输入阻抗角小、输出电流和负载无关、电源侧和负载侧没有无功交换等优良特性,因此本文接下来分析S/S补偿在本应用中的适用性。

图2为采用S/S补偿拓扑的无线电能传输系统电路原理图, U_{in} 和 I_{in} 分别为直流输入电压和电流; C_{in} 为输入稳压电容; $Q_1\sim Q_4$ 为全桥逆变器的四个开关管; $D_1\sim D_4$ 为这四个开关管的寄生反并联二极管; u_{inv} 为全桥逆变器的输出电压; L_p , L_s 和 k 分别为耦合机构的原、副边自感和耦合系数; i_{LP} 和 i_{LS} 分别为耦合机构原、副边线圈电流; C_1 和 C_2 分别为原、副边串联补偿电容,它们构成S/S补偿拓扑; $D_5\sim D_8$ 为H桥整流器的四个二极管; u_{rec} 为H桥整流器的输入电压; C_{out} 为输出滤波电容; R_L 为负载电阻; U_{out} 和 I_{out} 分别为负载电压和电流。

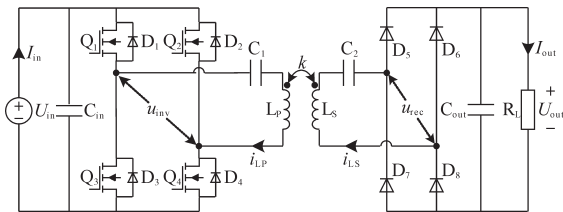


图2 S/S补偿的无线电能传输系统电路原理图

Fig.2 Circuit diagram of the wireless power transfer system compensated by an S/S topology

采用基波分析法,图2中的 U_{in} 、 C_{in} 和全桥逆变器可等效为交流电压源 U_{inv-1} ,其幅值为^[19]

$$U_{inv-1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_{in} \quad (1)$$

由文献[20]可知,H桥整流器、输出滤波电容 C_{out} 和负载电阻 R_L 可等效为交流电阻 R_E ,其值为

$$R_E = \frac{8}{\pi^2} R_L \quad (2)$$

R_E 两端电压为 u_{rec} 的基波有效值 U_{rec-1} 。

将图2中的耦合机构用其互感模型代替,即可得到如图3所示的等效电路,图中 M 为耦合机构的互感,其值为

$$M = k\sqrt{L_p L_s} \quad (3)$$

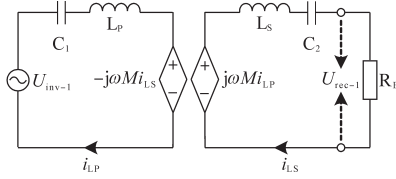


图3 S/S补偿的无线电能传输系统等效电路

Fig.3 Equivalent circuit of the wireless power transfer system compensated by an S/S topology

由能量守恒原理可知:

$$\frac{U_{rec-1}^2}{R_E} = \frac{U_{out}^2}{R_L} \quad (4)$$

将式(2)代入式(4)得:

$$U_{rec-1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_{out} \quad (5)$$

为使输入阻抗角为零,且系统原、副边间不存在无功交换,则补偿电容 C_1 和 C_2 应满足下式:

$$\begin{cases} \omega L_p = \frac{1}{\omega C_1} \\ \omega L_s = \frac{1}{\omega C_2} \end{cases} \quad (6)$$

式中: ω 为系统工作角频率。

进而可得:

$$j\omega M i_{LP} = U_{rec-1} \quad (7)$$

将式(3)、式(5)代入式(7)解得原边线圈电流为

$$i_{LP} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{U_{out}}{\omega k \sqrt{L_p L_s}} \quad (8)$$

本研究中耦合机构的耦合系数仅为0.03,假设 U_{out} 等于12V(通过在其后串接DC-DC模块将输出电压控制为5V),系统工作角频率 ω 为(85 kHz $\times 2\pi$) rad/s,将 U_{out} 、 ω 、 k 、 L_p 、 L_s 的值代入式,可求得原边线圈电流 i_{LP} 为12.6A,对于采用S/S补偿拓扑的无线电能传输系统而言,原边线圈电流不仅流过原边串联补偿电容 C_1 和原边线圈 L_p ,还流过开关管 $Q_1\sim Q_4$ 以及输入稳压电容 C_{in} ,由于 i_{LP} 较大,且流经元件较多,能量传输效率必然较低,因此S/S补偿拓扑不适合本应用。

除S/S补偿拓扑外,LCC/S补偿拓扑因具有补偿元件较少、零电压软开关、输入阻抗角小、输出电压和负载无关、电源侧和负载侧没有无功交换等优良特性,在无线电能传输系统中也得到了广泛的应用,本文接下来将分析LCC/S补偿在本应用中的适用性。

图4为采用LCC/S补偿拓扑的无线电能传输系统电路原理图,除了补偿拓扑外,图4和图2完全相同。图4中的 L_1 、 C_1 和 C_2 分别为原边串联补

偿电感、并联补偿电容和串联补偿电容; C_3 为副边串联补偿电容,它们构成LCC/S补偿拓扑。

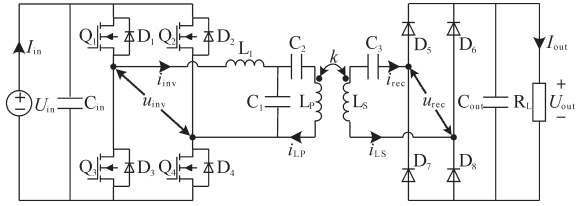


图4 LCC/S补偿的无线电能传输系统电路原理图
Fig.4 Circuit diagrams of the wireless power transfer systems compensated by an LCC/S topology

采用和S/S补偿的无线电能传输系统完全相同的分析方法,得到LCC/S补偿的无线电能传输系统等效电路,如图5所示。

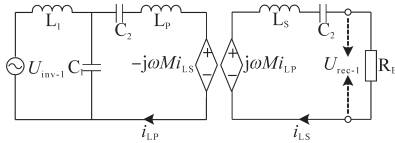


图5 LCC/S补偿的无线电能传输系统等效电路
Fig.5 Equivalent circuit of the wireless power transfer system compensated by an LCC/S topology

当补偿参数满足下式时,可求得原边线圈电流的表达式和式(8)完全相同。

$$\begin{cases} \omega L_1 = \frac{1}{\omega C_1} = \omega L_p - \frac{1}{\omega C_2} \\ \omega L_s = \frac{1}{\omega C_3} \end{cases} \quad (9)$$

因此当 U_{out} , ω , k , L_p 和 L_s 确定后,采用S/S补偿拓扑和LCC/S补偿拓扑得到的原边线圈电流相同,但是它们的影响范围不同,对于S/S补偿拓扑来说, i_{LP} 同时流经原边线圈、原边串联补偿电容、开关管和输入稳压电容,对于LCC/S补偿拓扑来说, i_{LS} 仅流经原边线圈、原边串联补偿电容和原边并联补偿电容。由于原边并联补偿电容的串联等效电阻(ESR)远小于开关管和输入稳压电容的ESR,因此LCC/S补偿拓扑更适合本应用。

根据T形对称网络的“电压—电流”变换特性可得到下式:

$$i_{LP} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{U_{in}}{\omega L_1} \quad (10)$$

通过合理选取 L_1 的值,可以得到较高的直流输入电压 U_{in} 、较小的直流输入电流 I_{in} 和较小的逆变器输出电流 I_{inv} ,因此,输入稳压电容和开关管损耗将明显降低,能量传输效率显著提高。

3 实验验证

为了验证前述理论分析,搭建了如图6所示的实验样机,样机由七部分构成,分别是直流输入电压源、全桥逆变器、原边LCC补偿网络、耦合机构、副边串联补偿电容、H桥整流器和输出滤波电容以及电阻负载,这七部分在图6中依次编号为①~⑦,图6中编号为⑧的设备是示波器。样机的直流输入电压为48V,前级将220V市电变换为48V直流电的AC-DC变换器以及后级将输出电压变换为5V直流电的DC-DC变换器未包含在图6中。

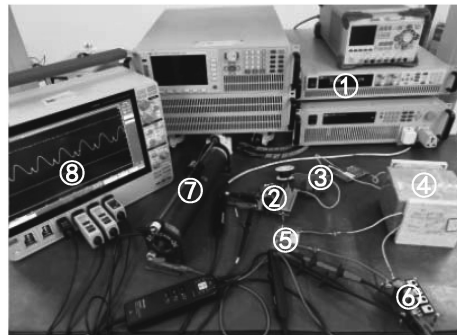


图6 实验样机
Fig.6 Experimental prototype

样机的详细参数如下:输入直流电压 $U_{in}=48V$,输入稳压电容 $C_{in}=450V/68\mu F$,全桥逆变器开关管 $Q_1\sim Q_4$ 为IRFP4229PBF,原边串联补偿电感 $L_1=6.38\mu H$,原边并联补偿电容 $C_1=566.4nF$,原边串联补偿电容 $C_2=74.7nF$,耦合机构原边线圈自感 $L_p=53.5\mu H$,原边线圈等效串联电阻 $ESR_{LP}=73m\Omega$,耦合机构副边线圈自感 $L_s=53.3\mu H$,副边线圈等效串联电阻 $ESR_{LS}=69m\Omega$,副边串联补偿电容 $C_3=65.8nF$,H桥整流器二极管 $D_1\sim D_4$ 为MBR40200WT,输出滤波电容 $C_{out}=450V/200\mu F$ 。原边串联补偿电容 C_1 和副边串联补偿电容 C_2 容值较小,伏安等级较大,为减小它们的损耗,选用损耗极小的NPO片式多层陶瓷电容;原边并联补偿电容 C_1 容值较大,电容两端电压较小,选用损耗较小的MKP金属化聚丙烯膜电容;原边串联补偿电感 L_1 感值很小,采用空心电感。

负载电阻 R_L 为2.49Ω时样机各级电压和电流波形如图7所示, u_{C1} , u_{C2} 和 u_{C3} 为三个补偿电容的电压, i_{L1} 为补偿电感的电流。负载为2.49Ω时,输入功率和输出功率分别为70.4W和39.9W,能量传输效率为56.7%,此效率包含系统中所有

损耗,包括DSP、驱动电路等。由图7b可知,系统输入阻抗角很小。 u_{inv} 的极性由负变正时, i_{inv} 为负,此时开关管的反并联二极管导通,因此逆变器开关管实现了ZVS开通,开通损耗可以忽略。虽然三次谐波幅值较大,但是关断电流很小,开关管关断损耗很低。二极管实现了零电压开通和零电流关断,开关损耗可以忽略。三个补偿电容中,原边串联补偿电容 C_2 上的电压最大,峰值约为445 V;原边并联电容 C_1 上的电压最小,峰值约为72 V;原边线圈峰值电流约为16.1 A,比理论值(17.9 A)低10%,误差主要由寄生电阻及参数误差导致。

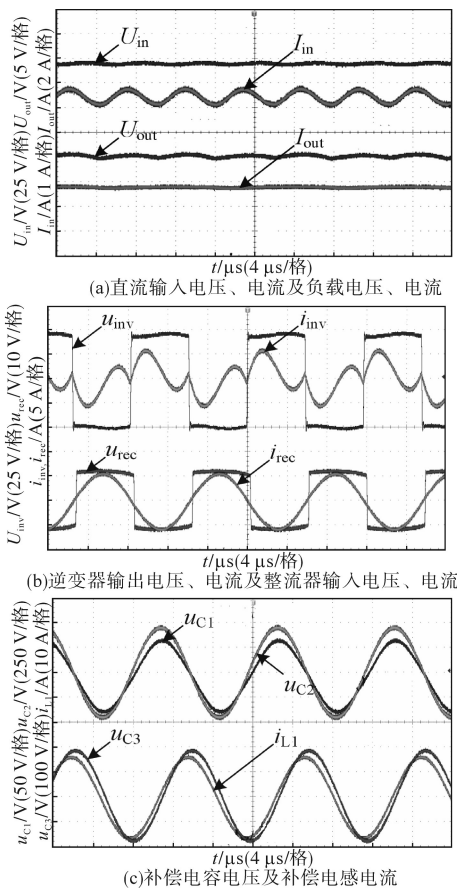


图7 负载电阻为2.49 Ω时样机各级电压和电流波形
Fig.7 Voltage and current waveforms across each power stage of the prototype when R_L is 2.49 Ω

图8给出了负载电压和能量传输效率随负载变化曲线,负载从2.49 Ω逐渐增大至10.33 Ω时,负载电压从9.96 V逐渐增大至11.07 V,相对于负载电阻314.9%的增长率,负载电压的增长率仅为11.1%,系统可近似看作恒压输出系统。理论分析时,负载电压与负载完全无关,实际系统中,由于寄生电阻和参数误差的影响,负载电阻大范围

变化时,负载电压会有少许波动。负载为2.49 Ω时,整个系统的能量传输效率为56.7%,随着负载电阻的增大,能量传输效率逐渐降低,当负载为10.33 Ω时,能量传输效率为33.1%。对于一个耦合系数仅为0.03,且额定输出功率低于40 W的无线电能传输系统而言,56.7%的能量传输效率已经很高,能够满足实际应用的要求。

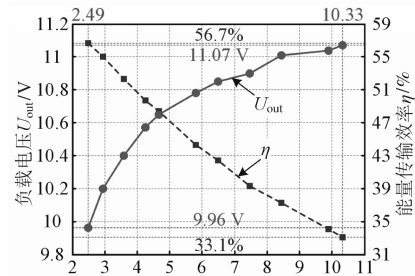


图8 负载电压和能量传输效率随负载电阻变化曲线
Fig.8 Profiles of load voltages and power transfer efficiencies as functions of load resistance

4 结论

本文首次提出将无线电能传输技术用于直流高压开关柜在线温升监测系统供电装置的方案,分析了各种磁耦合机构的优缺点,根据本应用的特点,最终选择平面方形线圈作为本系统的耦合机构。本应用对体积要求较严,PCB线圈寄生电阻较大,本研究最终选用利兹线线圈,以减小耦合机构的损耗。理论分析表明,S/S补偿拓扑不适用于耦合系数很低的情况,因为较大的原边线圈电流会流经输入稳压电容、逆变器开关管、原边串联补偿电容和原边耦合线圈等诸多器件,导致较大损耗。LCC/S补偿拓扑适用于耦合系数很低的场合,因为在LCC/S补偿拓扑中,原边线圈电流被限制在一个小环路中,其余部分电流较小,整个系统的能量传输效率较高。

参考文献

- [1] 姚白雪. 高压开关柜在线测温系统的研究及应用[D]. 重庆: 重庆大学, 2017.
- [2] 贺韪. 高压开关柜发热分析与改善措施[D]. 广州: 广东工业大学, 2018.
- [3] 周文文. 10 kV 固体绝缘开关柜温度监测技术研究[D]. 广州: 广东工业大学, 2018.
- [4] Wang Y, Yao Y, Liu X, et al. An LC/S compensation topology and coil design technique for wireless power transfer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(3): 2007-2025.
- [5] Li Z, Zhu C, Jiang J, et al. A 3 kW wireless power transfer sys-

tem for sightseeing car supercapacitor charge[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(5):3301-3316.

[6] 朱望诚,谢振超,万信书. 基于无线电能传输技术的电动汽车V2G系统关键参数监测技术[J]. 电力自动化设备, 2018, 38(11):8-14.

[7] Nagendra G R, Covic G A, Boys J T. Sizing of inductive power pads for dynamic charging of EVs on IPT highways[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2017, 3 (2) : 405-417.

[8] Lee E S, Choi B H, Nguyen D T, *et al.* Static regulated multi-stage semiactive LED drivers for high-efficiency applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31 (9) : 6543-6552.

[9] Yao Y, Wang Y, Liu X, *et al.* A novel unsymmetrical coupling structure based on concentrated magnetic flux for high-misalignment IPT applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(4):3110-3123.

[10] Li S, Li W, Deng J, *et al.* A double-sided LCC compensation network and its tuning method for wireless power transfer[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2015, 64 (6) : 2261-2273.

[11] Wang Y, Mai J, Yao Y, *et al.* Analysis and design of an IPT system based on S/SP compensation with improved output voltage regulation[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2020, 16(5):3256-3266.

[12] Choi S Y, Gu B W, Lee S W, *et al.* Generalized active EMF cancel methods for wireless electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 11(29):5770-5783.

[13] 刘晓胜,顾轩溥,姚友素,等. 基于电容调制的无线电能传输系统信号电能同步传输[J]. 电力自动化设备, 2018, 38(3): 140-146, 154.

[14] 赵争鸣,张艺明,陈凯楠. 磁耦合谐振式无线电能传输技术新进展[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(3): 1-13, 21.

[15] SAE TIR J2954_201904. Wireless power transfer for light-duty plug-in/electric vehicles and alignment methodology[S]. SAE International, 2019.

[16] 冯慈璋,马西奎. 工程电磁场导论[M]. 北京:高等教育出版社, 2000.

[17] Yan Z, Zhang Y, Zhang K, *et al.* Fault-tolerant wireless power transfer system with a dual-coupled LCC-S topology[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(12) : 11838-11846.

[18] Wang Y, Yao Y, Liu X, *et al.* S/CLC compensation topology analysis and circular coil design for wireless power transfer[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2017, 3 (2):496-507.

[19] Hou J, Chen Q, Wong S, *et al.* Analysis and control of series/series-parallel compensated resonant converter for contactless power transfer[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2015, 3(1):124-136.

[20] Steigerwald R L. A comparison of half-bridge resonant converter topologies[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1988, 3(2):174-182.

收稿日期:2020-01-13

修改稿日期:2020-03-02

~~~~~  
 (上接第65页)

[11] 胡钢,范伟东,李忠. 基于BP神经网络光柴孤网运行优化控制研究[J]. 电网与清洁能源, 2016, 32(11):129-134.

[12] 张忠,王建学,曹晓宇. 基于负荷分类调度的孤岛型微网能量管理方法[J]. 电力系统自动化, 2015, 39(15):17-23.

[13] 聂瀚,杨文荣,马晓燕,等. 基于改进鸟群算法的离网微电网优化调度[J]. 燕山大学学报, 2019, 43(3):228-237.

[14] 杨明玉,韩旭. 基于需求侧响应的微网孤网运行实时调度策略研究[J]. 现代电力, 2015, 32(4):12-18.

[15] Bourouni K, Ben M' Berek T, Al Tae A. Design and optimization of desalination reverse osmosis plants driven by renewable energies using genetic algorithms[J]. Renewable Energy, 2011, 36(3):936-950.

[16] 王坤林,游亚戈,张亚群,等. 海岛可再生独立能源电站能量管理系统[J]. 电力系统自动化, 2010, 34(14):13-17.

[17] 魏繁荣,随权,林湘宁,等. 考虑可转移负荷效率的风/光/柴/蓄孤岛微网日运行能量控制优化策略[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(4):1045-1053.

[18] 姜世公,李琰,王卫. 一种微网系统孤岛运行条件下的能量管理策略[J]. 电工技术学报, 2014, 29(2):130-135.

[19] 包侃侃. 考虑需求侧响应的微电网优化配置研究[D]. 杭州:浙江工业大学, 2016.

收稿日期:2019-12-25

修改稿日期:2020-01-05