

感应式和电场式结合的无线电能传输系统研究

高世萍,冯玉明

(中车青岛四方机车车辆股份有限公司,山东 青岛 266111)

摘要:介绍了一种感应式(IPT)和电场式(CPT)结合的无线电能传输系统,该系统具有抗偏移能力强,传输功率高的优点,同时存在耦合器的设计比单独的IPT或CPT系统复杂,它们的尺寸和距离都受到相互制约的问题。为解决上述问题,提出了一种外加可调电感来改变感应式和电场式传输功率比的方法,能更加简便地实现不同功率比的系统。基于LCCL补偿的系统,设计了一个感应式和电场式传输功率比为3的结合系统,并验证了其可行性。

关键词:无线电能传输;感应式无线电能传输;电场式无线电能传输

中图分类号:TM28 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd19969

Research on an Inductive and Capacitive Combined Wireless Power Transfer System

GAO Shiping, FENG Yuming

(CRRC Qingdao Sifang Co., Ltd., Qingdao 266111, Shandong, China)

Abstract: An inductive power transfer (IPT) and capacitive power transfer (CPT) combined wireless power transfer system was introduced, which has the advantage of strong anti-offset capability and high transmission power. The design of integrated coupler is more complex than IPT or CPT system individually for its size and distance are constrained mutually. To solve the above problem, a method of changing the inductive and electric field transmission power ratio was proposed by adjusting extra inductance easily. A combined system with 3 transmission ratio based on a LCCL compensation system was designed, and its feasibility was verified.

Key words: wireless power transfer; inductive power transfer (IPT); capacitive power transfer (CPT)

无线电能传输技术使得电气设备摆脱了电线的束缚,避免电线在接触时产生磨损和打火等现象,增加了电气设备的安全性和可靠性,同时解决了在一些场合下无法使用电线进行电气连接的问题。实现无线电能传输技术的方式主要有:磁感应耦合式、磁耦合谐振式、微波辐射式、激光式和电场耦合式。其中,最有发展潜力和研究最为广泛的是磁感应式和与之对偶的电场式^[1-2]。为了提高系统的输出功率,对于这两种无线电能传输方式文献中提到多种补偿拓扑,如:LCL, CLLC, LCLC等结构^[3-5]。虽然补偿网络可以提高系统的功率因数 and 传输能力,但多余的元件也使系统结构变得复杂,同时增加了投入的成本。

为了充分利用补偿元件,有实验团队提出了将磁感应耦合和电场耦合两种方式相结合的系统^[6]。他们将双LCL拓扑补偿的电场耦合式系统

中一次侧和二次侧的其中一个电感作为磁感应耦合的原、副边进行能量传输。通过增加能量传输的通道,提高系统的传输效率和功率。虽然该方法的优点得到了实验的验证,但仍有不足。首先,极板和线圈是分开放置的,且两者尺寸都比较大,需要占据更多的空间,若将两个耦合机制结合到一起,能使系统变得简洁美观,因此,在之后对IPT和CPT结合系统的研究中,人们通常将两个耦合器结合到一起,并发现I-CPT结合的系统具有同时传输能量和信号的作用^[7],也可以增强系统对传输距离的敏感度^[8]。同时,极板可以有效地屏蔽线圈辐射的磁场。

在实际应用中,如果将线圈和极板做成一个整体,会增加耦合器设计的复杂程度。文献[7-8]中,都是通过控制线圈或极板的某个尺寸参数,然后针对另一个变量进行多组仿真得到尺寸最

优、参数合适的耦合结构。但在实验中实际参数与仿真参数仍可能不同,而一旦结构确定后,参数不易调节。在对参数精度要求比较高的情况下,这种方法并不合适。因此,本文提出了外加电感的调节方法,外部电感相比绕制好的传能线圈更易调节,能够更容易达到设计要求。

1 电场式与感应式结合 IPT 系统原理分析及耦合器结构

1.1 电路工作原理分析

基于 LCCL 补偿的结合系统由直流电压源、高频逆变器、补偿电路、耦合结构、高频整流器及负载等构成。电场式与感应式相结合系统的电路拓扑如图 1 所示,其中直流输入电压为 U_E ,直流负载电压为 U_R 。逆变部分是由 $S_1 \sim S_4$ 4 个 MOSFET 组成的单相全桥逆变电路,整流部分是由 $D_1 \sim D_4$ 4 个二极管组成的全桥整流电路。连接逆变器和整流器的网络是本文的主要分析对象,即无线电能传输系统。在图 1 中, L_1 与 L_2 分别用于补偿电路中的极板电容和外加电容,同时 L_1 与 L_2 之间的互感为 M ,每对极板间的等效电容是 C_{int} , C_1 和 C_2 分别为原边外加补偿电容和副边外加补偿电容,并且 $C_1 = C_2$, L_{r1} 和 L_{r2} 分别为原边外加调节电感和副边外加调节电感。

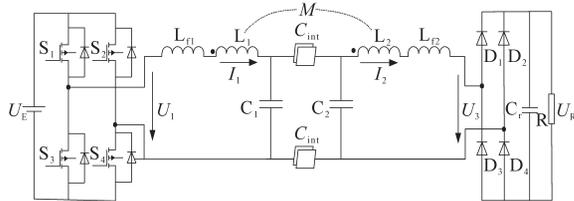


图1 基于 LCCL 补偿的结合系统的电路拓扑

Fig.1 Circuit topology of combined system based on LCCL compensation

图 2 是结合系统的 π 形等效电路,用有效值为 U_1 的交流电压源代替原电路中的直流电压源和高频逆变电路,用阻值为 R_c 的交流负载代替高频整流电路和直流负载 R ,用有效值为 U_2 的交流电压源代替原电路中高频整流电路的输入电压。分别将原边电感 L_{r1} , L_1 和副边电感 L_{r2} , L_2 合并为一个电感 L_p 和 L_s ,将两对极板的等效电容合并为一个电容 C_E 。等效过程中的关系可用下列等式表示:

$$\begin{cases} U_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_E \\ U_2 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_R \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} L_p = L_1 + L_{r1} \\ L_s = L_2 + L_{r2} \\ C_E = C_{int}/2 \end{cases} \quad (2)$$

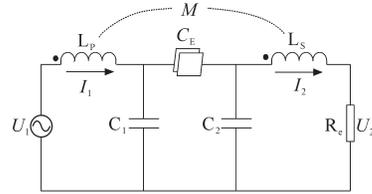


图2 π 形等效电路

Fig.2 π -type equivalent circuit

图 3 为结合系统的解耦 T 形电路,将图 2 所示的耦合线圈部分进行解耦,用受控源表示两线圈间的相互影响关系。同时,将电容组成的 π 形电路等效为 T 形电路,等效后的电容值可表示为

$$\begin{cases} C_p = C_1 + 2C_E \\ C_s = C_1 + 2C_E \\ C_M = 2C_1 + C_E^2/C_E \end{cases} \quad (3)$$

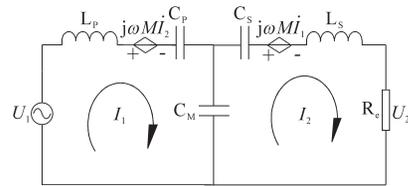


图3 解耦 T 形电路

Fig.3 Decoupling T-type circuit

对图 3 所示的电路进行求解,列出网孔电流方程有:

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中: I_1, I_2 分别表示两个网孔的网孔电流。

阻抗矩阵的参数如下式所示:

$$\begin{cases} Z_{11} = 0 \\ Z_{12} = -\frac{1}{j\omega \cdot C_M} + j\omega \cdot M \\ Z_{21} = -\frac{1}{j\omega \cdot C_M} + j\omega \cdot M \\ Z_{22} = R \end{cases} \quad (5)$$

将式(5)代入式(4)可以解得两个回路的电流 I_1 和 I_2 的表达式:

$$\begin{cases} I_1 = \frac{\omega^2 \cdot C_M^2 R}{(\omega^2 \cdot C_M^2 \cdot M + 1)^2} \cdot U_1 \\ I_2 = -\frac{j\omega \cdot C_M R}{\omega^2 \cdot C_M \cdot M + 1} \cdot U_1 \end{cases} \quad (6)$$

副边接收到的功率由感应式传输和电场式传输两部分构成,为了更清楚地认识系统的特

征,需要计算两个传输机构分别的贡献情况。

感应式部分的传输功率可由下式表示:

$$P_{IPT} = R_c [j\omega \cdot M \cdot I_1 (-I_2)^*] = \frac{\omega^4 C_M^3 MR}{(C_M M \omega^2 + 1)^3} \cdot U_1^2 \quad (7)$$

式中:(*)表示对括号内的量取其共轭值。

副边外加电容上的电压按下式计算:

$$U_{C2} = I_2 \cdot (j\omega \cdot L_2 + R) + j\omega M \cdot I_1 \quad (8)$$

电场式部分的传输功率表示为

$$P_{CPT} = R_c [U_{C2} \cdot (I_2)^*] = \frac{\omega^2 C_M^2 R}{(C_M M \omega^2 + 1)^3} \cdot U_1^2 \quad (9)$$

计算两个能量传输通道的功率比 r :

$$r = \frac{P_{IPT}}{P_{CPT}} = \omega^2 \cdot C_M \cdot M = \omega^2 \cdot (2C_1 + C_1^2/C_E) \cdot M \quad (10)$$

由电路中的谐振关系知道 L_p 与电路中电容的关系,用 L_p 表示 C_1 为

$$C_1 = \frac{\sqrt{4\omega^4 C_E^2 L_p^2 + 1}}{2\omega^2 L_p} - \frac{2\omega^2 C_E L_p + 1}{2\omega^2 L_p} \quad (11)$$

将式(11)代入式(10)得:

$$r = \frac{M \cdot (\sqrt{4\omega^4 C_E^2 L_p^2 + 1} + 1)}{2 \cdot \omega^2 C_E L_p^2} \quad (12)$$

从式(12)可以看出,功率比 r 与互感 M 成正比,与等效电容 C_E 和外加电感 L_p 成反比,因此可以通过调节上述3个参数来得到不同的功率传输比。

1.2 耦合器结构

图4为结合系统的耦合器结构示意图,其中, P_1, P_2 为原边发射极板, P_3, P_4 为副边接收极板, M_1 为原边发射线圈, M_2 为副边发射线圈。4块极板的大小相同, l_1 为极板的长度, l_2 为极板的宽度, D 为发射极板与接收极板间的距离;原、副边线圈的尺寸相同, d_1 为线圈的长度, d_2 为线圈的宽度, d 为发射线圈与接收线圈间的距离。原、副边线圈的大小和空气间隙决定了线圈自感值和互感值的大小,极板正对面积、空气间隙和摆放位置决定了极板等效电容的大小。受到四个极板间交叉耦合的影响,极板的等效电容不等于正对两极板间的电容值,而需要根据交叉耦合电容的值计算得到。根据文献[8]可知,用于传输能量的等效电容 C_E 跟交叉电容间的关系如下式所示:

$$C_E = \frac{C_{13} \cdot C_{24} - C_{14} \cdot C_{23}}{C_{13} + C_{24} + C_{14} + C_{23}} \quad (13)$$

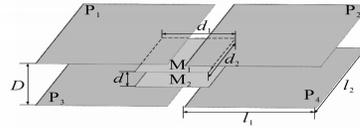


图4 能量传输机构示意图

Fig.4 Diagram of energy transmission mechanism

通过Maxwell仿真,设计得到一组合适的耦合结构参数。耦合器的尺寸为: $d=60\text{ mm}, d_1=d_2=200\text{ mm}, D=150\text{ mm}, l_1=l_2=600\text{ mm}$ 。用RLC表测量得到能量传输机构参数为:原边线圈自感 $L_1=56.5\text{ }\mu\text{H}$,副边线圈自感 $L_2=59.2\text{ }\mu\text{H}$,原、副边线圈的互感 $M=13.3\text{ }\mu\text{H}$,极板正对电容 $C_{13}=26.5\text{ pF}$,极板正对电容 $C_{24}=26.2\text{ pF}$,极板交叉电容 $C_{14}=10.1\text{ pF}$,极板交叉电容 $C_{23}=10.3\text{ pF}$,原边同侧极板电容 $C_{12}=12\text{ pF}$,副边同侧极板电容 $C_{34}=11\text{ pF}$ 。将能量传输机构参数代入式(13)可以得到极板等效电容 C_E 的值为 8.07 pF 。

图5为耦合器偏移时系统互感 M 和互容 C_E 随偏移量的变化趋势。从图5中可以看出,互感 M 从 $13.76\text{ }\mu\text{H}$ 变化到 $33.59\text{ }\mu\text{H}$,变化量为 73.9% ,而CPT的互容 C_E 从 8.82 pF 变化到了 3.82 pF ,变化量为 56% ,可见CPT系统具有更好的抗偏移性能。

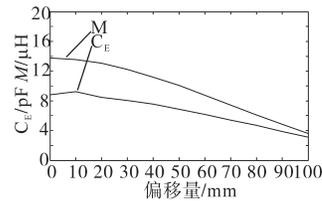


图5 互感 M 和互容 C_E 随偏移量变化趋势

Fig.5 Trend of M and C_E with offset

结合系统由于CPT系统的加入提升了系统的抗偏移性能,为了进一步对比结合系统与独立IPT系统的抗偏移性能,绘制了IPT与CPT的结合系统的功率标么值与在同等参数下的独立IPT系统的功率标么值随偏移量的变化趋势如图6所示,从图6中可以明显看出结合系统的抗偏移性

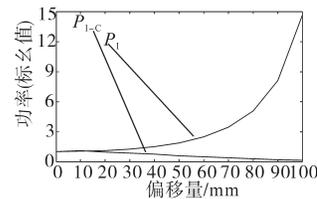


图6 结合系统与独立IPT功率标么值随偏移量变化趋势

Fig.6 The per-unit value of integrated system and independent IPT varies with the offset

能要优于独立的IPT系统。

2 系统特性

2.1 IPT和CPT的功率比*r*变化对系统的影响

由式(12)知,当系统频率、线圈互感、极板等效电容确定后,系统的功率比只与电感 L_p 的值有关。图7为系统功率比随电感 L_p 变化的曲线,因为 L_p 由外加电感 L_{r1} , L_{r2} 和线圈自感 L_1 , L_2 组成,所以可以通过调节 L_{r1} , L_{r2} 来方便地改变系统的功率比 r 。相比于通过设计线圈和极板结构来实现一定功率比的系统,调节外加电感更加容易实现。

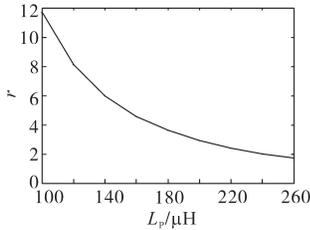


图7 系统功率比*r*随外加电感的变化曲线

Fig.7 The power ratio *r* of the system varies with the applied inductance

从图7中可以看出,由于电路中的谐振关系,增大 L_p 相当于减小 C_1 ,即增大 C_1 容抗。这将导致极板两侧电压升高,由CPT系统传输功率公式 $P = \omega \cdot C_M \cdot U_1 \cdot U_2 \cdot \sin \varphi$ 可知,这将增大CPT通道的传输功率,使得传输比 r 降低。

图8所示是在相同的直流输入电压条件下,系统功率和功率变化率随功率比 r 的变化曲线。

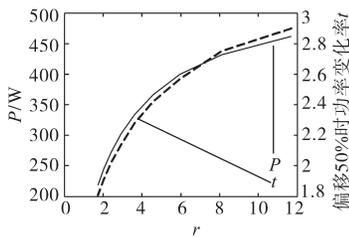


图8 输出功率*P*和功率变化率*t*随*r*的变化曲线

Fig.8 Output power *P* and power change rate *t* versus *r*

图8中,实线表示系统功率的变化,可以看出在相同输入电压的情况下,系统传输功率随 r 的增大而增大;虚线表示在耦合器发生50%的偏移时,系统功率相对变化率 t 随 r 的变化情况,随着 r 的增大,系统功率变化率 t 也变大,这是因为耦合器发生偏移时,极板等效电容减小的速度慢于线圈互感减小的速度,随着 r 的增大,IPT传输作为传输功率的主导通道, M 的影响增大,系统抗偏移力降低。 t 可由下式计算:

$$t = \left| \frac{P_{\text{无偏移}} - P_{50\% \text{偏移}}}{P_{\text{无偏移}}} \right| \quad (14)$$

这里设计系统频率 $f=600$ kHz,传输比例 $r=3$,根据图7可知 L_p 为208 μH , $L_{r1}=151.5$ μH , $L_{r2}=148.8$ μH 。

2.2 系统仿真模型搭建

用Matlab/Simulink对电路进行仿真,仿真模型如图9所示,图中第I部分是直流电压源和高频逆变部分;第II部分是能量传输电路,包括电场耦合机构和磁场耦合机构;第III部分是高频整流及负载。

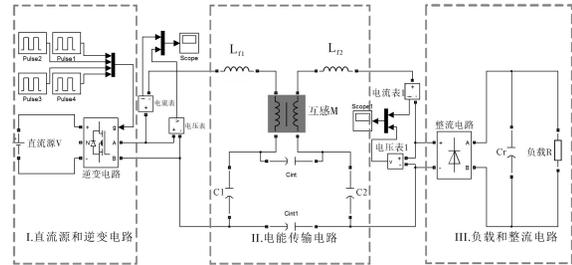
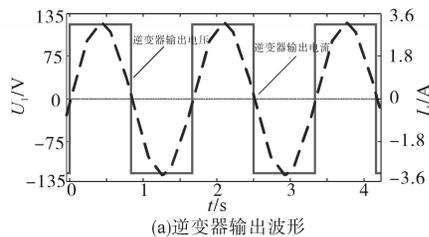


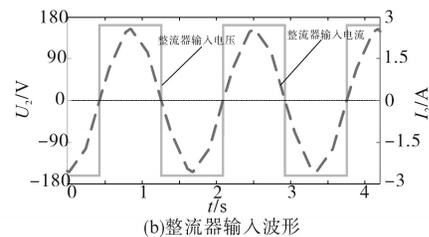
图9 电路仿真模型

Fig.9 Circuit simulation model

图10a所示是逆变器输出端的电压、电流波形。电流略微滞后电压,是为了在高频的工作条件下实现逆变器的软开关状态,进而减小开关损耗。图10b是整流器输入的电压、电流波形,电压和电流同相位。图10b和图10a分别是在仿真过程同一时刻的波形图,可以看出,图10b中的电压波形滞后图10a中的电压波形。式(6)表示电流 I_2 滞后电压 U_1 ,而负载呈阻性, I_2 和 U_2 同相位,所以可以推断出电压 U_2 滞后电压 U_1 。因此仿真结果与公式推导是相符的。



(a)逆变器输出波形



(b)整流器输入波形

图10 系统输入输出波形

Fig.10 System input and output waveforms

3 实验验证

为了验证本文所提出的感应式和电场式结合的无线电能传输系统,利用1.2节耦合器结构参数设计的耦合机构,以600 kHz为工作频率建立实验验证平台。系统参数为: $U_E=150\text{ V}$, $f=600\text{ kHz}$, $L_{r1}=151.5\text{ }\mu\text{H}$, $L_{r2}=148.8\text{ }\mu\text{H}$, $L_1=56.5\text{ }\mu\text{H}$, $L_2=59.2\text{ }\mu\text{H}$, $M=13.3\text{ }\mu\text{H}$, $C_E=8.07\text{ pF}$, $C_1(C_2)=330.4\text{ pF}$ 。

实验装置如图11。控制系统以TMS320C6713作为控制核心,开关半导体器件选择APT56F50L,二极管半导体器件选择DSEI2x61-02A。图12为实验中系统交流侧输入/输出的电压、电流波形图。可以看出,实验波形与仿真波形一致,验证了理论的可行性。

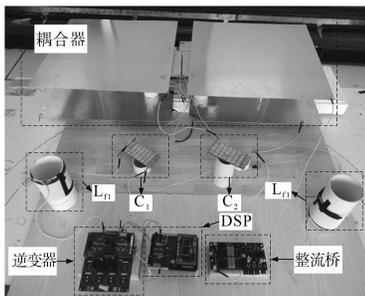


图11 实验装置图

Fig.11 Experimental device diagram

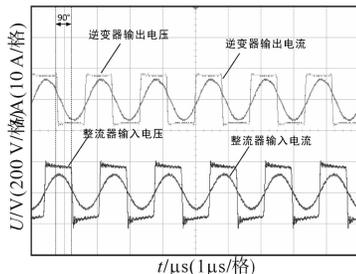


图12 系统输入输出交流电压电流波形

Fig.12 AC voltage and current waveforms of system input and output

图13为功率分析仪的测试结果,从图中可以看出,当输入直流电压为149.5 V时,系统输出功率

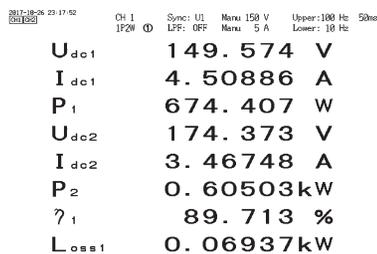


图13 系统直流侧功率和效率图

Fig.13 Power and efficiency diagrams of the DC side of the system

率为605 W,直流侧传输效率为89.71%。

4 结论

本文设计了一个输出功率为605 W、效率为89.71%的感应式和电场式结合的无线电能传输系统。结合系统综合了IPT系统高传输功率和效率、CPT系统中传输极板成本低的优点,相比传统的电场式系统具有更高的效率,同时,从仿真波形可以看出,结合系统比传统的IPT系统有更强的抗偏移能力。为了更便捷地调节电路参数,简化设计耦合器的过程,本文还提出利用外加电感来调节系统功率传输比例。通过调节外加电感的值来改变功率传输比例,使系统的传输功率和抗偏移能力都达到设计的要求。

参考文献

- [1] 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.
- [2] 李思奇,代维菊,赵晗,等. 电场耦合式无线电能传输的发展与应用[J]. 昆明理工大学学报(自然科学版),2016,41(3):76-84.
- [3] 苏玉刚,谢诗云,呼爱国,等. LCL复合谐振型电场耦合式无线电能传输系统传输特性分析[J]. 电工技术学报,2015,30(19):55-60.
- [4] Lu F, Zhang H, Hofmann H, *et al.* A CLLC-compensated High Power and Large Air-gap Capacitive Power Transfer System for Electric Vehicle Charging Applications[C]//Applied Power Electronics Conference And Exposition. IEEE, 2016:1721-1725.
- [5] Lu F, Zhang H, Hofmann H, *et al.* A Double-sided LCLC-compensated Capacitive Power Transfer System for Electric Vehicle Charging[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015,30(11):6011-6014.
- [6] Li X, Tang C, Dai X, *et al.* An Inductive and Capacitive Combined Parallel Transmission of Power and Data for Wireless power Transfer Systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018,33(6):4980-4991.
- [7] Zhang X Y, Xue C D, Lin J K. Distance-insensitive Wireless Power Transfer Using Mixed Electric and Magnetic Coupling for Frequency Splitting Suppression[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques, 2017,65(11):4307-4316.
- [8] Lu F, Zhang H, Mi C. A Two-plate Capacitive Wireless Power Transfer System for Electric Vehicle Charging Applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018,33(2):964-969.

收稿日期:2019-02-26

修改稿日期:2019-06-11