Vol.42 No.1 Jan. 2022 193

用于提高无线充电抗偏移能力的补偿参数 确定方法及控制策略

康锦萍,葛佳蔚,刘 坤,耿琪琛,程少宇,赵海森 (华北电力大学新能源电力系统国家重点实验室,北京 102206)

摘要:电动汽车无线充电过程中,磁耦合器原、副边线圈的偏移会导致无线充电系统(WPTS)功率的剧烈波动。 为了提升系统输出功率的抗偏移能力,以三线圈方形线圈结构磁耦合器为例,研究了非谐振的电容补偿参数 选择方法并提出了基于品质因数的控制策略,降低了工程应用中的控制难度。设计并研制了一台3kW样机 进行了实验验证,结果表明采用所提控制策略,在横向偏移距离小于250mm和纵向偏移距离小于100mm的 情况下,WPTS输出功率均大于3kW,输出功率的波动小于1kW,效率仍高于90%。

关键词:无线充电系统;抗偏移能力;电容补偿参数;控制策略

中图分类号:TM 724

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202109019

0 引言

无线充电技术因可实现无接触静态充电、行驶 过程中动态充电等独特优势在电动汽车领域得到 广泛应用及发展^[1]。然而,无线充电系统WPTS (Wireless Power Transfer System)的传输效率和功 率受外界扰动的影响仍然明显,其中最大的扰动是 由于定位不准而造成的磁耦合器LCT(Loosely Coupled Transformer)能量传输线圈间的错位,即发生偏 移。现有大多数WPTS均是在其能量传输线圈的相 对位置重合度较高的情况下才能更好地充电^[2]。但 在实际应用中,磁耦合器能量传输线圈间的相对位 置可能会出现横向、纵向偏移,这会导致系统效率显 著下降,严重情况下,效率下降会超过20%^[3]。同 时,提升系统功率也至关重要^[45]。因此,开展WPTS 抗偏移能力方面的研究是十分必要的。

以往文献在提高WPTS抗偏移能力方面所采 用的方法大体可分为以下2类:一是通过磁耦合器 优化设计,二是通过采取合理的控制策略。对于前 者,文献[6]对比分析了单层和双层矩形线圈磁耦 合器的传输功率特性;文献[7]通过优化谐振式磁 耦合器线圈结构,以提高WPTS的传输功率和效 率;文献[8]采用DD(Double D)线圈来提高WPTS 功效的抗偏移性,并提出了带有附加正交线圈的DDQ (Double D Quadrature)线圈,以消除DD线圈之间出 现的功率零点;文献[9]在不影响WPTS传输功率的 前提下,提出了一种可减少导线用量的BP(Bipolar Primary)线圈结构;文献[10]对比了圆形和方形线 圈在无线充电应用场景下的功率和效率情况,指出

收稿日期:2020-12-22;修回日期:2021-07-23

基金项目:国家电网公司科技项目(7000-201958480A-0-00) Project supported by the Science and Technology Project of State Grid Corporation of China(7000-201958480A-0-00) 方形线圈更适用于无线充电;文献[11]优化了方形 线圈匝数和品质因数;文献[12]采用扁平螺线管提 高系统效率抗偏移能力,并进行了线圈结构和匝数 优化。此外,也有文献采用三线圈结构提升抗偏移 能力,如文献[13]提出采用中继线圈,不但能显著提 高传输距离,还可以有效改善系统存在横向偏移和 角度倾斜时的传输效率和功率;文献[14]给出一种 基于中继线圈切换的三线圈结构 WPTS,将两线圈 和三线圈的优势结合在一起,解决了三线圈近距离 传输效率下降的问题;文献[15]针对线圈间互感与 线圈位置的相互约束关系,提出一种在任意给定的 原、副边线圈条件下的中继线圈位置优化模型。

在通过采取控制策略提高WPTS抗偏移能力方 面,文献[16]提出了一种基于均匀延时补偿方法的 精确零电压开关角环路控制策略,建立了500W无 线电能传输系统,当耦合系数等于0.22时,效率可达 到94.17%;文献[17]针对大线圈失调的情况设计了 一套零相位角控制双向无线电动汽车充电系统,当 线圈存在偏差时仍有较高的传输效率;文献[18]对 WPTS进行了优化控制,并以一台2.5kW样机为例, 使其效率提高了2.32%;文献[19]通过对WPTS建 模和控制设计,实现了传输效率最大化;文献[20]针 对动态充电提出发射线圈开关控制优化策略,获得 了最佳发射线圈数。

上述文献中,大多针对WPTS的效率进行研究, 未考虑发射和接收线圈存在偏移情况下的输出功率 波动。实际上,对于接收端后级功率变换电路而言, 为实现负载功率的稳定,对前级输入功率的变化范 围有明确的限制,而谐振补偿的功率特性对后级功 率变换电路提出了较高的要求,在偏移量较大时容 易出现功率变换电路调节超限的情况。为使系统能 在宽偏移范围内正常工作,需要从改变磁耦合器的 功率特性入手,使后级功率变换电路的输入功率在 耦合系数变化时的稳定性增强。通常情况下,在偏 移量较大时首先要求系统能正常工作,其次再考虑 效率优化问题,因此本文主要关注偏移情况下的功 率稳定性以及效率提升问题。

本文针对三线圈方形线圈磁耦合器结构,分析 了非谐振状态下的磁耦合器运行特性,提出了基于 品质因数的补偿电容参数选择方法,进一步提出了 提升抗偏移能力的补偿电容控制策略,简化了实际 应用中的控制难度。设计并研制了一台3kW无线 充电样机并进行实验验证。

1 典型三线圈 WPTS 的传输效率及功率特性 分析

常见的WPTS结构如图1所示,主要包括电源、高频逆变器、磁耦合器、整流器和电池负载等部分, 电动汽车WPTS针对的负载主要是锂离子动力电 池,由于电池充电大部分时间处于恒流充电阶段,在 该阶段可将锂电池等效为近似不变的阻性负载。因 此为了简化分析,本文分析的WPTS模型主要包括 电源、磁耦合器和负载,并且考虑前、后端整流器 的损耗,本文设计的WPTS功率略大于3kW。考虑 实际应用情况,设定当原、副边线圈之间的气隙为 200 mm时,原、副边线圈之间的最大横向和纵向偏 移可以分别达到250 mm和100 mm,原边与中继线 圈之间的气隙设为30 mm。

电源 ◇→ 整流器-	→高频逆变器→磁耦合器→整流器→电池
图 1	典型电动汽车 WPTS 的基本结构

Fig.1 Basic structure of typical electric vehicle WPTS

三线圈 WPTS 的等效电路如图 2 所示。图中, L_p, L_s 分别为原、副边线圈的自感; C_p, R_p 分别为原边 线圈的补偿电容和内阻; C_s, R_s 分别为副边线圈的补 偿电容和内阻; L_i 为中继线圈的自感; C_i 和 R_i 分别为 中继线圈的补偿电容和内阻; U_p 为原边输入电压; I_p 为原边线圈电流; I_i 为中继线圈电流; I_s 为副边线圈 电流; M_{pi} 为原边与中继线圈间互感; M_{ps} 为原边与副 边线圈间互感; M_{is} 为中继与副边线圈间互感; R_{eq} 为 等效负载电阻。



图2 三线圈 WPTS 的等效电路

Fig.2 Equivalent circuit of three-coil WPTS 根据等效电路和基尔霍夫定律,可以得到:

$$U_{p} = Z_{p}I_{p} - j\omega M_{pi}I_{i} - j\omega M_{ps}I_{s}$$
(1)
$$0 = -i\omega M I + Z I + i\omega M I$$
(2)

$$0 = -j\omega M_{pi}I_{p} + Z_{i}I_{i} + j\omega M_{is}I_{s}$$
(2)
$$0 = -i\omega M_{i}I_{i} + i\omega M_{i}I_{i} + Z_{i}I$$
(3)

$$= -j\omega M_{ps}I_{p} + j\omega M_{is}I_{i} + Z_{s}I_{s}$$
(3)

式中: ω 为角频率; Z_p 、 Z_s 和 Z_i 分别为原边、副边和中继线圈的等效阻抗,分别由式(4)—(6)求得。

$$Z_{\rm p} = R_{\rm p} + j\omega L_{\rm p} + 1/(j\omega C_{\rm p}) \tag{4}$$

$$Z_{s} = R_{s} + R_{eq} + j\omega L_{s} + 1/(j\omega C_{s})$$
(5)

$$Z_{i} = R_{i} + j\omega L_{i} + 1/(j\omega C_{i})$$
(6)

$$I_{\rm p} =$$

$$\frac{U_{\rm p}(\omega M_{\rm is} + Z_{\rm i} Z_{\rm s})}{\omega^2 M_{\rm is}^2 Z_{\rm p} + \omega^2 M_{\rm ps}^2 Z_{\rm i} + \omega^2 M_{\rm pi}^2 Z_{\rm s} + Z_{\rm p} Z_{\rm i} Z_{\rm s} - 2j\omega^3 M_{\rm ps} M_{\rm pi} M_{\rm is}}$$
(7)

II(..2M2 + 77)

$$I_i =$$

$$\frac{U_{\rm p}\left(\omega^2 M_{\rm ps} M_{\rm is} + j\omega M_{\rm pi} Z_{\rm s}\right)}{\omega^2 M_{\rm is}^2 Z_{\rm p} + \omega^2 M_{\rm ps}^2 Z_{\rm i} + \omega^2 M_{\rm pi}^2 Z_{\rm s} + Z_{\rm p} Z_{\rm i} Z_{\rm s} - 2j\omega^3 M_{\rm ps} M_{\rm pi} M_{\rm is}}$$
(8)

$$\frac{U_{\rm p}\left(\omega^2 M_{\rm pi}M_{\rm is} + j\omega M_{\rm ps}Z_{\rm i}\right)}{\omega^2 M_{\rm is}^2 Z_{\rm p} + \omega^2 M_{\rm ps}^2 Z_{\rm i} + \omega^2 M_{\rm pi}^2 Z_{\rm s} + Z_{\rm p} Z_{\rm i} Z_{\rm s} - 2j\omega^3 M_{\rm ps}M_{\rm pi}M_{\rm is}}$$
(9)

根据式(7)—(9),可以推导得出三线圈 WPTS 输出功率 P_{out} 和效率 η 的表达式分别为: $P_{out} =$

$$\frac{U_{p}^{2} \left| \omega^{2} M_{is} M_{is} + j \omega M_{ps} Z_{i} \right|^{2} R_{eq}}{\left| \omega^{2} M_{is}^{2} Z_{p} + \omega^{2} M_{ps}^{2} Z_{i} + \omega^{2} M_{pi}^{2} Z_{s} + Z_{p} Z_{i} Z_{s} - 2j \omega^{3} M_{ps} M_{pi} M_{is} \right|^{2}}$$

$$(10)$$

$$\eta = \left| \omega^{2} M_{pi} M_{is} + j \omega M_{ps} Z_{i} \right|^{2} R_{eq} / \left(\left| \omega^{2} M_{is}^{2} + Z_{i} Z_{s} \right| \times \right)$$

$$\left|\omega^{2}M_{is}^{2}Z_{p}+\omega^{2}M_{ps}^{2}Z_{i}+\omega^{2}M_{pi}^{2}Z_{s}+Z_{p}Z_{i}Z_{s}-2j\omega^{3}M_{ps}M_{pi}M_{is}\right|\right)$$
(11)

2 非谐振与谐振功率特性分析

对于申联补偿电容的选择,通常情况下是在电路达到谐振条件下使WPTS传输效率最高。在系统通常工作的耦合系数范围内,系统效率在原、副边线圈已经优化的前提下可达85%~90%。但随着耦合系数变化,系统输出功率波动很大。进一步分析可得不同电容和不同耦合系数对WPTS输出功率的影响,如图3所示,图中k1、k2、k3为3种耦合系数且k1<k2<k3。由图3可知,随着补偿电容增加,输出功率在谐振电容附近先增大后减小。模拟偏移情况下得到的耦合系数,可以看出耦合系数较大(即未发生偏移)时,谐振点的输出功率较小,最大输出功率点随着耦合系数的减小向谐振电容点靠近,因此耦合系数的变化(即发生偏移)会导致谐振WPTS的输出功率不稳定,谐振点的输出功率变化最为显著,谐振

WPTS的抗偏移能力较差。谐振 WPTS 实测数据图 见附录 A 图 A1,可以看出在偏移距离较大时,功率 上升了6 kW,功率变化非常明显。



图3 电容和耦合系数变化对输出功率的影响

Fig.3 Influence of capacitance and coupling coefficient on output power

因此,为了提高WPTS在偏移情况下的输出功率抗偏移能力,选择合适的补偿电容使WPTS处于非谐振状态,该状态下的系统参数如附录A表A1所示,相同结构下谐振与非谐振WPTS在偏移情况下的输出功率和效率对比如图4和图5所示。可以看出,无论是否发生偏移,谐振WPTS的效率均高于非谐振WPTS,2种情况下传输效率在偏移情况下均高于91%,但在未发生偏移和偏移一定距离时谐振WPTS的输出功率低于非谐振WPTS,并且随着偏移距离的增加,谐振WPTS功率波动变大。





Fig.4 Comparison of output power and efficiency of non-resonant WPTS under offset condition





当谐振状态下副边线圈发生偏移时,由于系统 处于谐振状态,线圈之间的互感减小,使得折算到原 边的反射电阻减小,原、副边电流增大,输出功率明显 提升。而非谐振磁耦合系统由于处于非谐振状态, 在未发生偏移时通过电容的选择,牺牲部分效率来 提升功率,并且增加电容使阻抗增大,从而使偏移情 况下功率变化量减小。而在偏移情况下功率较低的 问题可以通过相应的控制策略来解决,因此本文提 出的非谐振WPTS在偏移情况下既满足较高效率的 要求,又满足功率较为稳定的要求,具有一定可行性。

3 用于提升 WPTS 抗偏移能力的措施

3.1 WPTS补偿电容参数的确定方法

从实际应用角度考虑,非谐振 WPTS 的补偿电 容参数的选择可以分为未发生偏移和发生偏移时的 补偿电容参数选择。为了提高未发生偏移时 WPTS 的输出功率,设定合适的效率指标 η_{set} ,根据式(10) 对功率进行求解,如式(12)所示,可得未发生偏移时 的补偿电容参数。需要说明的是,在求解过程中为 了简化计算,保持 C_i 与 C_s 成比例变化。

$$\begin{cases} \max P_{\text{out}}(C_{\text{p}}, C_{\text{i}}C_{\text{s}}) \\ \eta(C_{\text{p}}, C_{\text{i}}C_{\text{s}}) = \eta_{\text{set}} \end{cases}$$
(12)

根据谐振条件下品质因数与功率的关系得到考虑补偿电容的WPTS输出功率变化关系如式(13)所示。当WPTS副边线圈发生偏移时,线圈之间的互 感减小导致耦合系数减小,可通过改变电容参数来 保证输出功率稳定。从WPTS副边线圈偏移情况下 线圈互感变化情况可以看出,副边线圈偏移情况下 线圈互感变化情况可以看出,副边线圈与原边线圈 之间的互感变化对WPTS输出功率的影响较大,因 此为了简化分析,只考虑原、副边线圈及耦合系数对 WPTS输出功率的影响,可将式(13)简化为式(15)。 $P_{out} =$

$$U_{p}^{2}R_{eq}\frac{\left|k_{is}^{2}Q_{i}Q_{s}L_{p}+jL_{p}L_{s}k_{ps}\sqrt{Q_{p}Q_{s}}\right|}{\left|1+k_{is}^{2}Q_{i}Q_{s}+k_{pi}^{2}Q_{p}Q_{i}-2j(k_{pi}k_{ps}k_{is})^{2}L_{p}L_{s}L_{i}Q_{p}Q_{s}Q_{i}\right|}$$
(13)

$$\begin{cases} Q_{p} = \frac{\omega L_{p}}{R_{p} + j\omega L_{p} - j/(\omega C_{p})} \\ Q_{s} = \frac{\omega L_{s}}{R_{s} + R_{eq} + j\omega L_{s} - j/(\omega C_{s})} \end{cases}$$
(14)

$$P_{\text{out}} = f(k_{\text{ns}}, Q_{\text{n}}, Q_{\text{s}}) \tag{15}$$

式中: k_{ps} 为原边与副边线圈的耦合系数; k_{pi} 为原边与 中继线圈的耦合系数; k_{is} 为中继与副边线圈的耦合 系数; Q_{p} 、 Q_{s} 、 Q_{i} 分别用来表征原边、副边和中继线圈 参数。可以看出,当 $|k_{ps}\sqrt{Q_{p}Q_{s}}|$ 不发生变化时,理论 上WPTS的输出功率接近稳定。为了便于分析,令 $q=|k_{ps}\sqrt{Q_{p}Q_{s}}|$,用来描述发生偏移情况下WPTS的 功率特性,从而得到参数的变化情况如表1所示。 可以看出,发生偏移情况下q保持在1.3左右,WPTS 的输出功率接近稳定。因此在发生偏移情况下若维 持q在一个特定的区间,则可使WPTS的输出功率满足要求。

表1 发生偏移情况下的参数变化

Table 1 Parameter variation under offset condition

偏移距离 / mm	$M_{ m ps}$ / $\mu { m H}$	$M_{\rm is}$ / $\mu { m H}$	q	$K_{ m ps}$
0	79.3	49.8	1.30	0.257
50	77.7	48.8	1.40	0.252
100	73.3	45.7	1.35	0.237
150	66.6	41.4	1.29	0.216
200	58.7	36.4	1.35	0.190
250	50.1	31.2	1.33	0.162

综上,本文提出的电容补偿选择方法可归纳如下:

1)根据设计要求,确定三线圈 WPTS的主要参数,即设计的线圈内径和外径、负载和额定性能等, 并根据式(12)得到未发生偏移时的电容补偿参数;

2)根据未发生偏移时的补偿电容参数和耦合系数得到q值,考虑实际情况下允许的偏移范围,得到WPTS的原、副边耦合系数变化范围,针对不满足WPTS输出功率要求的偏移情况,根据恒定的q值和此偏移情况下的耦合系数,得到对应的电容参数。

3.2 提升 WPTS 抗偏移能力的措施

考虑到实际情况下改变副边(接收端)电容难度 较大以及根据q值选择原、副边电容参数的不确定 性,本文采用只通过控制原边(发射端)补偿电容参 数来调整系统输出功率,可以极大地降低工程应用 中的操作难度,且副边电容参数不变时原边补偿电 容可直接由q值确定。以前述WPTS为例,如果不采 用控制策略,横向偏移 200 mm 和纵向偏移 75 mm 时,系统输出功率如附录A表A2所示,可以看出横 向偏移 150 mm之后功率下降最为明显。

针对在一定偏移范围内不满足 WPTS 输出功 率要求的问题,计算得出在不同偏移和不同电容参 数下满足功率条件的q值如表2所示。表中,方案1 为不采用控制策略的情况,方案2为只调整原边电 容补偿参数的情况。方案1在未发生偏移情况下维 持q在1.3左右,方案2在不满足功率要求的位置即 横向偏移超过150 mm 根据q值选择合适的电容参 数。在横向偏移200 mm、横向偏移250 mm、纵向偏 移75 mm、纵向偏移100 mm这4个偏移距离较大的 位置(分别对应位置1—4)得出 WPTS 的输出功率, 如表3所示,可以看出方案2可以使 WPTS 输出功率 满足要求,说明所采用控制策略的合理性。

综上可得控制策略流程图如图6所示。在未发

表2 电容参数改变对应的q值

Table 2 q value when changing capacitance parameters

方案	$C_{\rm p}/\rm nF$	$C_{\rm s}/\rm nF$	$k_{ m ps}$	q
1	12.57	16.43	0.257	1.27
2	11.82	16.43	0.160	1.34

表3 电容参数改变时WPTS输出功率

Table 3 Output power of WPTS when changing

capacitance parameters

方案 -	$P_{\rm out}$ / kW				
	位置1	位置 2	位置 3	位置 4	
1	2.18	1.22	1.93	1.28	
2	4.51	4.21	4.29	4.05	

生偏移情况下提高 WPTS 的输出功率;当出现偏移 情况导致 WPTS 输出功率不满足要求时根据 q 值选 择此耦合系数对应的原边补偿电容参数;若 WPTS 输出功率仍存在较大波动,则再根据 q 值选择原边 补偿电容参数。控制策略考虑了通过 q 值改变电容 参数的准确性,只需改变原边电容补偿参数,且只在 功率不稳定或不满足要求的情况下进行控制,实用 性更强。



Fig.6 Flowchart of control strategy

4 实验验证

4.1 实验平台

设计并制作了一台3kW WPTS样机,如附录A 图 A2 所示。该样机主要由高频电压源、磁耦合器、 补偿电容器、纯电阻负载以及相关测量仪器组成。 其中,高频电压源主要包括工频整流电路和高频逆 变电路;补偿电容器由薄膜电容通过串并联的方式 构成,通过串并联可改变电容参数。系统电感和电 阻由高精度阻抗分析仪测量,系统输出功率和效率 由高精度精密功率分析仪测量。

4.2 实验结果

为了对比谐振和非谐振 WPTS 输出功率特性, 在中继线圈位置固定的情况下,采用非谐振电容补 偿和谐振电容补偿的三线圈 WPTS 在发生偏移情况 下的输出功率对比如表4和表5所示。可以看出,未 发生偏移时谐振 WPTS 输出功率较低,且不采用控 制策略的 WPTS 功率抗偏移能力较差。采用控制策 略的三线圈 WPTS 的输出端电压、电流波形如图7所 示,输出功率和效率如附录A表A3所示。可以看 出,采用控制策略的非谐振 WPTS 在偏移允许的范 围内输出功率均满足要求,说明提出的控制策略可 以提高 WPTS 的抗偏移能力,系统输出功率波动小 于1kW,效率高于90%。

表4 谐振和非谐振三线圈 WPTS 在横向偏移时的 输出功率对比

Table 4 Comparison of output power between resonant and non-resonant three-coil WPTS under lateral offset condition

偏移距离 /	$P_{\rm out}$ / kW		偏移距离 /	P_{ou}	/ kW
mm	谐振	非谐振	mm	谐振	非谐振
0	2.44	4.45	150	4.53	4.50
50	2.60	4.32	200	5.26	2.47
100	3.22	4.89	250	5.10	1.54

表 5 谐振和非谐振三线圈 WPTS 在纵向偏移时的 输出功率对比

Table 5 Comparison of output power between resonant and non-resonant three-coil WPTS under vertical offset condition

偏移距离 /	$P_{\rm out}$	/ kW	偏移距离 /	P_{out}	/ kW
mm	谐振	非谐振	mm	谐振	非谐振
0	2.44	4.45	75	5.01	1.97
25	3.63	4.82	100	5.12	1.32
50	4.14	3.54			





Fig.7 Waveforms of output voltage and current

5 结论

本文重点研究了提高无线充电抗偏移能力的三 线圈 WPTS 的补偿电路确定方法及其参数控制策 略,主要结论如下:

1)为了使WPTS获得更高的功率抗偏移能力,

得到补偿电容的选择方法,最终采用了非谐振的电 容参数补偿;

2)提出了一种基于品质因数的电容补偿控制策略,提高了发生偏移情况下WPTS的输出功率稳定;

3)设计并制造了一台3kW无线充电样机,完成 了实验验证,结果表明,采用提出的控制策略,在发 生偏移情况下系统输出功率较为稳定,可达到3kW 且效率保持在90%以上。

本文研究成果可为提升 WPTS 抗偏移能力提供 一定支撑。

附录见本刊网络版(http://www.epae.cn)。

参考文献:

[1]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.

ZHU Wangcheng, XIE Zhenchao, WAN Xinshu. Key parameters monitoring technology of electric vehicle V2G system based on radio power transmission technology[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(11):8-14.

- [2] ZHANG Z, PANG H, GEORGIADIS A, et al. Wireless power transfer-an overview[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(2):1044-1058.
- [3]张黎,方胜伟,李要东,等.新型三线圈磁耦合谐振式无线电能 传输系统及其优化[J].高电压技术,2019,45(4):1146-1152.
 ZHANG Li,FANG Shengwei,LI Yaodong,et al. Novel three coil magnetically coupled resonant radio power transmission system and its optimization[J]. High Voltage Technology,2019, 45(4):1146-1152.
- [4] 黄学良,王维,谭林林. 磁耦合谐振式无线电能传输技术研究 动态与应用展望[J]. 电力系统自动化,2017,41(2):2-14,141.
 HUANG Xueliang, WANG Wei, TAN Linlin. Research status and application prospect of magnetically coupled resonant radio power transmission technology[J]. Automation of Electric Power Systems,2017,41(2):2-14,141.
- [5] 邓其军,刘姜涛,陈诚,等. 多相并联的15 kW无线电能传输系统[J]. 电力自动化设备,2017,37(11):194-200.
 DENG Qijun,LIU Jiangtao,CHEN Cheng, et al. 15 kW wireless power transfer system with multiphase parallel inverters[J].
 Electric Power Automation Equipment,2017,37(11):194-200.
- [6] LÓPEZ-ALCOLEA F J, DEL REAL J V, RONCERO-SÁNCHEZ P, et al. Modeling of a magnetic coupler based on singleand double-layered rectangular planar coils with in-plane misalignment for wireless power transfer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(5):5102-5121.
- [7] 赵智忠,陈辉,李艳红,等.谐振式无线电能传输线圈结构优化 与实验研究[J].电力电子技术,2018,52(5):48-50,61.
 ZHAO Zhizhong,CHEN Hui,LI Yanhong, et al. Structural optimization and experimental study of resonant radio power transmission coil[J]. Power Electronics,2018,52(5):48-50,61.
- [8] 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.
- [9] COVIC G A, KISSIN M L G, KACPRZAK D, et al. A bipolar primary pad topology for EV stationary charging and highway power by inductive coupling[C]//IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Phoenix, AZ, USA: IEEE, 2011:

1832-1838.

- [10] LUO Z, WEI X. Analysis of square and circular planar spiral coils in wireless power transfer system for electric vehicles
 [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(1): 331-341.
- [11] DENG Q, LIU J, CZARKOWSKI D, et al. Frequency-dependent resistance of litz-wire square solenoid coils and quality factor optimization for wireless power transfer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(5):2825-2837.
- [12] 王懿杰,陆凯兴,姚友素,等.具有强抗偏移性能的电动汽车 用无线电能传输系统[J].中国电机工程学报,2019,39(13): 3907-3917.

WANG Yijie, LU Kaixing, YAO Yousu, et al. Radio energy transmission system for electric vehicles with strong anti off-set performance [J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(13): 3907-3917.

 [13] 罗斌,生茂棠,吴仕闯,等.磁谐振耦合式单中继线圈无线功率 接力传输系统的建模与分析[J].中国电机工程学报,2013,33 (21):170-177,207.
 LUO Bin,SHENG Maotang,WU Shichuang, et al. Modeling and

analysis of magnetic resonance coupling wireless relay power transfer system with single intermediate coil resonator[J]. Proceedings of the CSEE,2013,33(21):170-177,207.

[14] 陈飞彬,麦瑞坤,李勇,等.基于中继线圈切换的三线圈结构 WPT系统效率优化研究[J].中国电机工程学报,2019,39(21): 6373-6383.

CHEN Feibin, MAI Ruikun, LI Yong, et al. Research on efficiency optimization of three coil WPT system based on relay coil switching[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(21):6373-6383.

- [15] 孙跃,李云涛,叶兆虹,等. 三线圈 ICPT 系统中继线圈的位置 优化[J]. 电工技术学报,2016,31(13):164-171. SUN Yue,LI Yuntao,YE Zhaohong, et al. Optimization of relay coil position in three coil ICPT system[J]. Transcations of China Electrotechnical Scoiety,2016,31(13):164-171.
- [16] JIANG Y, WANG L, WANG Y, et al. Analysis, design, and implementation of accurate ZVS angle control for EV battery

charging in wireless high-power transfer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(5):4075-4085.

- [17] LIU Y, MADAWALA U K, MAI R, et al. Zero-phase-angle controlled bidirectional wireless EV charging systems for large coil misalignments[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(5):5343-5353.
- [18] LI Y, HU J, LI X, et al. Efficiency analysis and optimization control for input-parallel output-series wireless power transfer systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35 (1):1074-1085.
- [19] CAO Y, ABU J A. Modelling and control design of reconfigurable wireless power transfer system for transmission efficiency maximisation and output voltage regulation[J]. IET Power Electronics, 2019, 12(8): 1903-1916.
- [20] LIU H, HUANG X, TAN L, et al. Switching control optimisation strategy of segmented transmitting coils for on-road charging of electrical vehicles[J]. IET Power Electronics, 2016,9(11): 2282-2288.

作者简介:



康锦萍(1975—),女,山西晋中人,副 教授,博士,研究方向为交流电机非线性模 型及参数、无线电能传输(E-mail:hbdlkjp@ 163.com);

葛佳蔚(1995—),男,江苏南通人,硕 士研究生,研究方向为无线电能传输(E-mail: 15733290456@163.com);

康锦萍

刘 坤(1997—), 男, 山东济南人, 硕 士研究生, 研究方向为无线电能传输(E-mail:

liukun318415@163.com);

赵海森(1982—),男,河北邢台人,副教授,博士研究生 导师,博士,通信作者,研究方向为高效低振动电机理论研究 与设计、电机系统节能及无线电能传输(E-mail:zhaohisen@ 163.com)。

(编辑 李莉)

Determining method and control strategy of compensation parameters to improve misalignment tolerance of wireless power transform system

KANG Jinping, GE Jiawei, LIU Kun, GENG Qichen, CHENG Shaoyu, ZHAO Haisen

(State Key Laboratory of Alternate Electrical Power System with Renewable Energy Sources,

North China Electric Power University, Beijing 102206, China)

Abstract: In the process of wireless charging system of electric vehicles, the offset of primary and secondary coils of magnetic coupler may leads to serious power fluctuation of WPTS(Wireless Power Transfer System). In order to improve the misalignment tolerance ability of the output power of WPTS, taking a three-coil magnetic coupler with square structure as an example, the selection method of capacitance compensation parameters under incomplete resonance condition is studied, and a quality-factor-based control strategy is proposed, which simplifies the control difficulty in the practical application. A 3 kW prototype is designed and developed for experimental validation. The results show that, when the lateral offset distance is less than 250 mm and the vertical offset distance is less than 100 mm, with the proposed control method, the output power of WPTS is always greater than 3 kW, the fluctuation of the output power is less than 1 kW, and the system efficiency can be kept more than 90%.

Key words: wireless power transfer system; misalignment tolerance ability; capacitance compensation parameters; control strategy

附录 A

Normal Mode	Peak Over 01 02 03 04 05 06 11 02 13 04 15 06	Scaling = AVG =	Line Filter= Freg Filter=	Integ: Reset Time:	YCKOGAWA 🔶 PLL : 🖭 Error
S & change it	ems			PMG	CF:3
Urms4	286.43 v] P4	3.	279 🗤 🗓	U1 600V U1 50A U1 50A Sync Src/U1
Urms5	212.21 v	P5	<u> </u>	012 🕷 👔	Element 2 U2 600V 12 50A
Urms6	500.05 v] P6	3.	186 _{kw}	Element 3 U3 600V 13 50A
l rms <mark>1</mark> 4	12.723 A	X4	0.8	999	Sync Src(RE Element 4 U4 600V
lrms5	1.245] ⁸	0.0	473 i	14 50A Sync SrctIM Element 5
lrms6	6.400 A	λ6	0.9	954	US 600V 15 50A Sync Src@5
fU4	203.65 kHz] fU6	86.	301 kHz 11	U6 600V 16 50A Sync Src:IIIS
η1	97.142 x	Req	78.	129 ohm 🗉	Į
Update 1235	(500msec)			201	9/03/03 17:24:13

(a) 未发生偏移

Normal Mode	Peak. Over 111 02103 024 055 065 011 021 033 024 055 065	Scaling = AVG =	Line Filter Time: Freq Filter	t YOKOGAWA.♦ : PLL:102 Error
🗱 8 change	itoms			PAGE OF:3
Urms4	292.39 v	P4	9.116 ₩	Element 1 U1 600V I1 50A Symc Src:01
Urms5	612.75 v	P5	0.109	Bement 2 3 U2 600V 12 50A
Urms6	796.05 v	P6	8.304	4 Element 3 5 U3 600V
lrms4	37.988	λ4	0.8208	6 Sync Sre:U3 Element 4 7 U4 600V
lrms5	3.433 A] <mark>≉</mark> 5 [0.0520	8 Element 5
lrms6	10.478] ³⁶ [0.9955	9 U5 600V 15 50A Symc Src:05
fU4	86.327 kHz	fU6	86.327 kHz	11 U6 600V 16 50A 12 Sync Src:06
<i>n</i> 1	91.085 x	Req	75.972 ohm	
Update 189	8 (500msec)			2019/03/03 17:33:06

(b) 偏移 250 mm

图 A1 完全谐振式 WPTS 实测数据图

Fig.A1 Measured data of full resonant WPTS

表 A1	系统参数

Table A1	Parameters	of coil
14010111	1 urumeters	01 0011

参数	数值		
2 //	非谐振	完全谐振	
原边电压 Up/V	320	320	
系统工作频率 f/kHz	85	85	
原边线圈自感 L _p /μH	309.13	309.13	
副边线圈自感 L _s /µH	309.07	309.07	
中间线圈自感 L _m /μH	100.36	100.36	
原边线圈补偿电容 C_p/nF	12.57	11.42	
副边线圈补偿电容 Cs/nF	16.43	11.42	
中间线圈补偿电容 Cm/nF	4.92	9.95	
等效负载电阻 R_{eq}/Ω	40	40	

Table A2	Output power variation of WPTS without proposed control strategy under offset condition					
	横向偏移距离/mm	输出功率/kW	纵向偏移距离/mm	输出功率/kW		
	0	4.23	0	4.23		
	50	4.27	25	4.04		
	100	4.16	50	3.04		
	150	3.38	75	1.93		
	200	2.18	100	1.28		
	250	1.22				

表 A2 不采用控制策略的 WPTS 在偏移情况下输出功率变化



图 A2 WPTS 实验平台 Fig.A2 Experimental platform of WPTS

表 A3	采用控制策略的三线圈	WPTS 输出功率和效率
------	------------	--------------

Table A3 Ou	utput power and	l efficiency of thr	ee-coil WPTS with	control strategy
-------------	-----------------	---------------------	-------------------	------------------

横向偏移距离/mm	输出功率/kW	效率/%	纵向偏移距离/mm	输出功率/kW	效率/%
0	4.45	92.36	0	4.45	92.36
50	4.65	92.25	25	4.82	92.12
100	5.16	92.19	50	4.16	91.81
150	4.53	91.71	75	3.38	91.01
200	4.71	91.42	100	2.18	90.54
250	4.60	90.33			