

用于电动汽车无线充电的电压源型ICPT系统 最优电容补偿参数选择方法

刘坤¹,葛佳蔚¹,杨富尧²,陈新²,康锦萍¹,赵海森¹

(1. 华北电力大学 新能源电力系统国家重点实验室,北京 102206;

2. 全球能源互联网研究院有限公司 先进输电技术国家重点实验室,北京 102211)

摘要:电压源型感应耦合电能传输(ICPT)系统通常被用于电动汽车无线充电,该系统在采用串联电容补偿时,耦合系数较大引起输出功率降低,工程实际中通常采用提高电压达到预期输出功率,但这对电源提出了更高要求且易引起过电流。为了解决这一问题,研究了串联电容补偿ICPT系统的补偿特性,得出了补偿电容值偏离谐振点后系统的工作特性,并利用非线性规划方法对电容参数进行优化,实现了在耦合系数较大确保ICPT系统输出功率的同时,使得系统效率下降幅度最小。利用一台3 kW无线充电样机验证了优化结果的有效性,结果表明当系统输出功率从1.2 kW提高至3 kW时,系统效率仅下降1.3%,且在偏移情况下利用电容切换仍能确保输出功率的同时系统效率不低于94%。

关键词:电动汽车;ICPT系统;串联补偿;电容补偿特性;优化;非线性规划

中图分类号:U 469.72

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202102039

0 引言

感应耦合电能传输 ICPT(Inductively Coupled Power Transfer)系统由于可以实现电气隔离,具有安全便携的特点,在很多特殊领域可以发挥巨大作用,例如植入型医疗器械、水下特殊工作环境^[1-2]。同时,利用 ICPT 技术也可以实现较大的传输功率,可以用于电动汽车无线充电,解决目前电动汽车电池容量不足以及充电不便的问题。

针对用于电动汽车充电等较大功率的 ICPT 系统,大部分的研究主要采用设计线圈结构^[3-6]和补偿电路拓扑^[7-8]以及增设中继线圈^[9-11]等方式对 ICPT 系统进行优化,但应用最为广泛的补偿电路拓扑是串联-串联(S-S)结构,其可使工作在谐振条件下的系统获得最高效率,并不讨论非谐振状态下的 ICPT 系统的运行性能。也有相关文献研究了非谐振条件下 ICPT 系统的优化设计:针对两线圈系统的抗偏移性能,文献[12]基于枚举法通过电容参数的优化提高系统在负荷变化和耦合机构偏移情况下电压增益的平稳性;针对三线圈系统的参数设计,文献[13]对三线圈系统的电感、电容同时进行优化,对不同部分的电路采用不同的谐振频率,提出了一种三线圈系统的设计思路;针对四线圈系统电容参数的选择,文献[14]对四线圈系统中发射和接收线圈的补偿电容进行了优化,通过列出目标函数和约束条件,借助优化算法进行求解。还有文献对串联补偿方式与高阶补

偿方式进行了比较,结果显示串联补偿可以在一定程度上与高阶的补偿等价,得到同样的抗偏移性能^[15]。上述文献更侧重于研究如何选择电容参数来提升抗偏移性能,在电动汽车充电这种大功率的应用中,对无线充电系统的功率传送能力也提出了更高的要求,因此本文研究了如何利用电容参数优化来提升 ICPT 系统的传输功率。

本文首先通过分析采用串联补偿的 ICPT 系统在原边电源为固定电压时,原、副边电容值对输出功率和系统效率的影响。当电容值偏离谐振点时系统效率和输出功率的变化规律相反,为提高输出功率可以通过选取非谐振的电容值适当降低系统效率以获得期望的功率。然后,利用非线性规划方法求取在一定输出功率条件下效率最大时电容的取值,并比较了2个解在偏移情况下的性能。最后,利用一台3 kW无线充电样机验证了优化结果的有效性。

1 ICPT系统等效电路模型

两线圈 ICPT 系统的等效电路如图1所示。图中, U_1 为电源经整流逆变后得到的输入电压; U_2 为接收端加在负载等效电阻上的输出电压; I_1 、 I_2 分别为原、副边回路中的电流; L_1 、 L_2 分别为原、副边线圈的自感; C_1 、 C_2 分别为原、副边回路中的补偿电容; M_{12} 为原边线圈、副边线圈间的互感; R 为负载等效电阻;

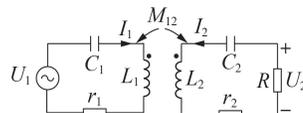


图1 两线圈ICPT系统等效电路

Fig.1 Equivalent circuit of two coil ICPT system

收稿日期:2020-06-07;修回日期:2021-01-04

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 SGCC(7000-201958480A-0-00)

r_1, r_2 分别为原、副边回路中的等效电阻。本文主要工作是对电容参数进行优化,假定电源、线圈、负载参数已知,所用参数设置如下: $U_1=318\text{ V}$;频率 $f=85\text{ kHz}$; $L_1=L_2=445\text{ }\mu\text{H}$; $r_1=r_2=1\text{ }\Omega$;原、副边线圈耦合系数 $k=0.301$; $M_{12}=134\text{ }\mu\text{H}$; C_1, C_2 在谐振条件下的取值 $C_{1rs}=C_{2rs}=7.88\text{ nF}$ 。

由基尔霍夫定律,图1所示等效电路可用式(1)描述。

$$\begin{cases} U_1 = I_1 [j\omega L_1 + 1/(j\omega C_1) + r_1] + j\omega M_{12} I_2 \\ 0 = j\omega M_{12} I_1 + I_2 [j\omega L_2 + 1/(j\omega C_2) + r_2 + R] \\ U_2 = -I_2 R \end{cases} \quad (1)$$

其中, ω 为角频率。

由于 U_1, L_1, L_2, M_{12}, R 均可看作已知量,从而可以推导出 I_1, I_2, U_2 关于 C_1, C_2 的函数:

$$I_1 = f_{I_1}(C_1, C_2) = U_1 / \left\{ r_1 + j\omega L_1 + 1/(j\omega C_1) + \omega^2 M_{12}^2 / [r_2 + j\omega L_2 + 1/(j\omega C_2) + R] \right\} \quad (2)$$

$$I_2 = f_{I_2}(C_1, C_2) = -j\omega M_{12} U_1 / \left\{ [r_1 + j\omega L_1 + 1/(j\omega C_1)] \times [r_2 + j\omega L_2 + 1/(j\omega C_2) + R] + \omega^2 M_{12}^2 \right\} \quad (3)$$

$$U_2 = f_{U_2}(C_1, C_2) \quad (4)$$

评价一个ICPT系统优劣最重要的2个指标是输出功率和系统效率,在特定的磁耦合器结构以及给定电压的条件下,根据上述原、副边电流表达式可以得到式(5)、(6)所示的输出功率和系统效率,同样也是关于 C_1, C_2 的函数。

$$P_{\text{out}} = |I_2|^2 R \quad (5)$$

$$\eta = P_{\text{out}} / \text{Re}(U_1 I_1) \quad (6)$$

2 ICPT系统串联补偿特性

2.1 谐振条件下ICPT系统运行特性

在采用串联补偿的ICPT系统中,通常会使得各个回路工作在谐振状态,即电感、电容与角频率之间满足:

$$\omega^2 = 1/(L_1 C_1) = 1/(L_2 C_2) \quad (7)$$

由于输出功率和 I_2 的幅值直接相关,在负载等效电阻一定的情况下可以通过分析 I_2 的幅值来间接地分析输出功率的影响因素。谐振条件下,副边电流可以改写为:

$$I_{2rs} = -j\omega M_{12} U_1 / [r_1(r_2 + R) + \omega^2 M_{12}^2] \quad (8)$$

此时,由于系统的工作频率已知,线圈内阻、负载电阻看作常量,则影响副边电流幅值的因素只有输入电压和互感的大小,原、副边电感固定时互感与耦合系数成正比,因此副边电流大小的影响因素也可以看作输入电压和耦合系数的大小。将耦合系数看作变量,将所设置的参数以及谐振条件式(7)代入式(5)和式(6),即电容参数(C_1, C_2)满足:

$$(C_1, C_2) = (C_{1rs}, C_{2rs}) \quad (9)$$

图2为一定电源条件下耦合系数对输出功率 P_{out} 和系统效率 η 的影响。当耦合系数 $k=0.301$ 时,输出功率和传输效率分别为489 W和95.7%。由图2可知,提高耦合系数可以实现尽可能地提高系统传输效率但也会引起输出功率的下降;当耦合系数较小时输出功率会急剧升高。

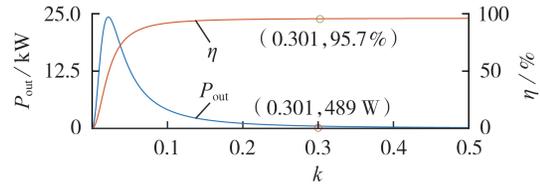


图2 谐振状态下耦合系数对输出功率和系统效率的影响

Fig.2 Influence of coupling coefficient on output power and system efficiency in resonant state

当ICPT系统实际运行时,线圈电感、互感以及耦合系数一般是很难改变的,耦合系数的变化也往往是偏移情况下的干扰量,在设计时也很难按照设计的电感互感参数得到实际的线圈结构。输入电压的大小也可以影响输出功率的大小,但是受电源输出电压的限制,输入电压也不可能一直增加。上述规律都是在系统谐振条件下得出的,因此要想对系统作进一步改善,研究补偿参数对系统输出功率和效率的影响特性至关重要。

2.2 两线圈ICPT系统补偿特性

ICPT系统输出功率和系统效率关于(C_1, C_2)的函数在谐振点附近的图象分别如图3、4所示。图3中在增大和减小2个方向上(C_1, C_2)偏离谐振点(C_{1rs}, C_{2rs})时都会出现输出功率提高的现象,理论上

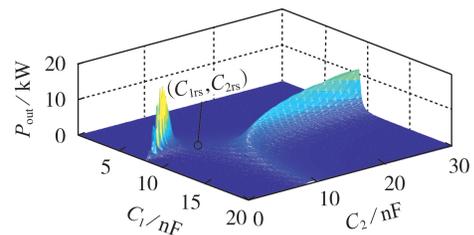


图3 ICPT系统输出功率与补偿电容(C_1, C_2)的关系

Fig.3 Relationship between output power of ICPT system and compensation capacitance(C_1, C_2)

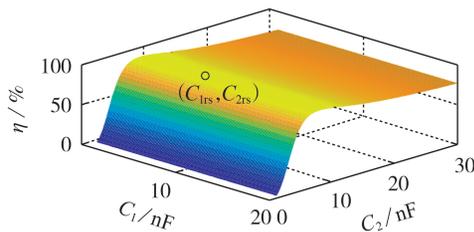


图4 ICPT系统效率与补偿电容(C_1, C_2)的关系

Fig.4 Relationship between efficiency of ICPT system and compensation capacitance(C_1, C_2)

的输出功率甚至可以达到谐振点时输出功率的几百倍。在谐振点时的输出功率并不是邻域内的最大值,反而是这个区域内的极小值点,说明在电容参数在谐振点时的输出功率并不能完全反映ICPT系统的功率传送能力,在原、副边电流都不超过线圈载流能力的前提下,完全可以通过使电容参数偏离谐振点来提高输出功率。

不同于输出功率同时受 C_1 和 C_2 的影响,图4中系统效率只与 C_2 有关,所以只需讨论 C_2 对系统效率的影响。由图可知,当 $C_2=C_{2rs}$ 时系统效率取得最大值;偏离谐振点时不管是 $C_2>C_{2rs}$ 方向还是 $C_2<C_{2rs}$ 方向,系统效率都会下降,而且 C_2 增大时效率下降的速度明显低于 C_2 减小时效率下降的速度。

由于系统效率不受 C_1 的影响,系统效率的补偿特性可以简化为图5所示系统效率关于 C_2 的函数图象。而对于输出功率,由图3可知,在任意一个确定的 C_2 取值下 C_1 的变化仅影响输出功率大小,而且使得输出功率取得最大值时 C_1 取值是唯一的,因而将该 C_1 取值定义为该 C_2 值对应的 C_1 最优值。在每个 C_2 处对应的 C_1 最优值可以由式(10)确定,即输出功率对 C_1 的偏导数为0:

$$\partial P_{out}(C_1, C_2)/\partial C_1 = 0 \quad (10)$$

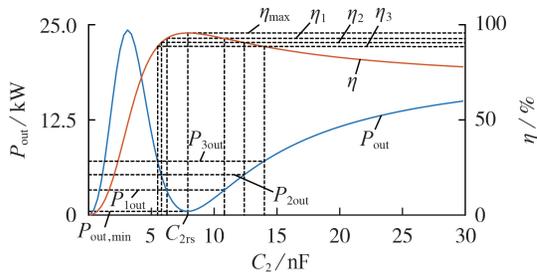


图5 C_1 取最优值时输出功率和系统效率与 C_2 的关系
Fig.5 Relationship between output power and system efficiency and C_2 when C_1 is selected as optimal value

通过上述分析得到图5中 C_1 取最优值时输出功率关于 C_2 的图象,从而将ICPT系统关于 (C_1, C_2) 的补偿特性转化为关于 C_2 的补偿特性以便于分析。图5中,当 $C_2=C_{2rs}$ 时,系统效率取得最大值 η_{max} ,从最大值点开始将系统效率稍微降低 $\Delta\eta$,使系统效率 $\eta=\eta_{max}-\Delta\eta$,此时对应该效率值的电容参数有2个取值,即 (C_{1h}, C_{2h}) 、 (C_{1l}, C_{2l}) ,其中下标h、l分别代表电容值高于谐振点、低于谐振点。2组电容参数 (C_{1h}, C_{2h}) 与 (C_{1l}, C_{2l}) 对应的输出功率可由图5中分别过 C_{2h} 、 C_{2l} 的垂线与 P_{out} 曲线的交点表示,可以看到2组电容参数所对应的输出功率恰好相等,输出功率的变化量记为 ΔP_{out} 。此外,得到的输出功率还对应第三组电容参数,但是该组电容值所对应的效率过低且不满足 $\eta=\eta_{max}-\Delta\eta$,实际意义不大,因此下文将不考虑该情况。为体现取值的随机性,设置3组系统效率取

值 η_1 、 η_2 、 η_3 ,并借助同样的方法得到了对应的电容值及功率值 P_{1out} 、 P_{2out} 、 P_{3out} ,可以看到3组任取的系统效率值都具有上述规律。上述现象说明在谐振点附近将电容参数偏离谐振点时,在2个方向(大于谐振点电容或者小于谐振点电容)降低相同的 η 可以得到相同的功率提升效果即得到的 ΔP_{out} 相同。据此可以推断:在对电容参数进行优化时,相同的功率效率要求下会得到2组电容参数的最优解,分别在大于谐振点电容的方向和小于谐振点电容的方向。

3 电容参数优化方法

由第2节分析可知,当电容参数向偏离谐振点的方向改变时,输出功率增加的同时系统效率降低;当电容参数在向靠近谐振点的方向改变时,输出功率下降的同时系统效率提高。在该条件下,当系统效率已经满足实际需求而输出功率未满足实际需求时,可以通过使电容参数偏离谐振点来提高输出功率。为了确定最优的电容参数取值,以实现降低一定效率后获得最大的输出功率,或者满足一定输出功率要求下系统效率的最大值,本文中采用对电容参数进行非线性规划的方法实现输出功率和系统效率的优化。

ICPT系统输出功率和系统效率的非线性规划数学模型可以表示成以下2种形式:

$$\begin{cases} \max P_{out}(C_1, C_2) \\ \eta(C_1, C_2) = \eta_{set} \end{cases} \quad (11)$$

$$\begin{cases} \max \eta(C_1, C_2) \\ P_{out}(C_1, C_2) = P_{out, set} \end{cases} \quad (12)$$

其中, η_{set} 和 $P_{out, set}$ 分别为系统效率和输出功率的设定值, η_{set} 取值需要小于系统效率的最大值, $P_{out, set}$ 可以取为系统正常运行时的额定输出功率。

对于实际无线充电系统,往往会给定额定输出功率的要求并在此基础上使传输效率尽可能大,所以本文以式(12)所示数学模型为例对系统的输出功率和系统效率进行优化, $P_{out, set}$ 分别取值为1 kW、2 kW和3 kW。上述数学模型中目标函数和约束条件都包含复杂的多变量非线性函数,是典型的非线性规划有约束极值问题,求解该类问题的算法有内点法、梯度投影法及约束变尺度法等。MATLAB优化工具箱提供的求解非线性规划有约束极值优化问题的fmincon函数默认情况下使用的算法为内点法,内点法属于求解非线性规划问题的约束函数法的一种,该方法将有约束非线性规划问题的求解,转化为求解一系列无约束极值问题。

采用内点法求解式(12)所示的非线性规划问题,首先将式(12)改写为式(13)所示的标准形式。

$$\begin{cases} \min f(X) = -\eta(C_1, C_2) & X \in \Omega \\ \Omega = \{X | g_1(X) = P_{\text{out}}(C_1, C_2) - P_{\text{out, set}} = 0\} \end{cases} \quad (13)$$

求解式(13)的迭代步骤如下。

(1)取障碍因子 $\xi_1 > 0$,允许误差 $\varepsilon > 0$ 。

(2)选取可行内点 $X^{(0)} \in \Omega$,求初始内点也是一个迭代过程,令 $m = 1$ 。

(3)构造障碍函数:

$$\bar{P}(X, \xi_m) = f(X) + \xi_m / g_1(X) \quad \xi_m > 0 \quad (14)$$

(4)以 $X^{(m-1)} \in \Omega$ 为初始点,对障碍函数进行无约束极小化:

$$\begin{cases} \min_{X \in \Omega} \bar{P}(X, \xi_m) = \bar{P}(X^{(m)}, \xi_m) \\ X^{(m)} = X(\xi_m) \in \Omega \end{cases} \quad (15)$$

(5)检验是否满足收敛准则:

$$\xi_m / g_1(X^{(m)}) \leq \varepsilon \quad (16)$$

若满足上述准则,则以 $X^{(m)}$ 为原问题的近似极值解,否则取 $\xi_{m+1} < \xi_m$,令 $m = m + 1$,转向步骤(3)继续进行迭代。

得到的结果见表1。表中,谐振点 $(C_{1rs}, C_{2rs}) = (7.88, 7.88)$ nF; $P_{\text{out, rs}} = 0.489$ kW; $\eta_{\text{rs}} = 95.67\%$; $(C_{1\text{opt}}, C_{2\text{opt}})$ 为最优电容值。在每个设定的输出功率下,可以得到2组最优的电容值,与上节中分析的结果相符,但在实际应用时只能使用其中的一组电容值,由于这2组电容在无偏移的情况下得到的系统性能相同,下面将分析偏移情况下2组最优电容值的性能。

表1 求解结果

Table 1 Result of solution

$P_{\text{out, set}} / \text{kW}$	$\eta / \%$	$(C_{1\text{opt}}, C_{2\text{opt}}) / \text{nF}$	
		$(C_{1\text{opt}}, C_{2\text{opt}}) > (C_{1rs}, C_{2rs})$	$(C_{1\text{opt}}, C_{2\text{opt}}) < (C_{1rs}, C_{2rs})$
1	95.15	(13.44, 8.88)	(5.57, 7.07)
2	94.13	(12.15, 9.80)	(5.82, 6.58)
3	93.09	(11.24, 10.59)	(6.06, 6.27)

表1中磁耦合器的串联补偿电路分别采用谐振点处的电容值和 $P_{\text{out, set}}$ 为1 kW、2 kW和3 kW时的2组电容值,仿真得到选择不同的补偿参数时ICPT系统在接收线圈偏移情况下的输出功率和系统效率的变化情况,偏移距离设定为水平偏移0~300 mm,结果如图6所示。使用优化后的电容值时,输出功率可以在一定程度的偏移距离内稳定在设定的输出功率附近;使用谐振时的电容值时,输出功率随着偏移距离的增大而增大,所以串联补偿的ICPT系统在优化后的电容参数配置下更不容易产生过电流。在不同的水平偏移位置,采用较大最优电容值时输出功率偏离设定值 $P_{\text{out, set}}$ 的程度以及效率下降的程度都明显低于采用较小最优电容值的情况,所以考虑偏移时高于谐振点的最优电容值的性能优于低于谐振点的最优电容,因此本文中后续优化电容特指高于谐振点的优化电容。

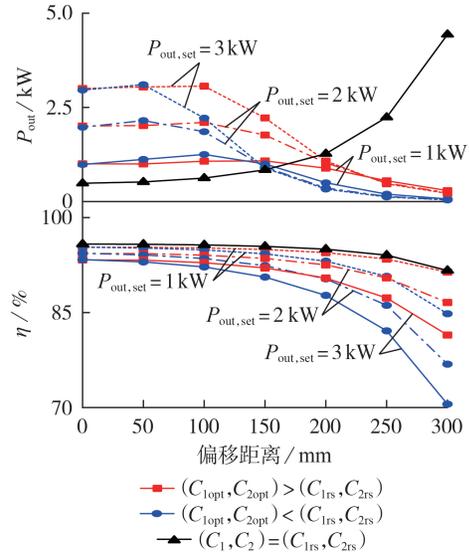


图6 接收线圈偏移时ICPT系统输出功率及系统效率

Fig.6 Output power and efficiency of ICPT system when receiving coil is offset

偏移距离较大时功率开始严重下降,而且系统效率下降也较为严重,说明在无偏移时得到的优化电容并不适用于偏移过大的情况下,但是仍适用于一定程度的偏移范围。因此以 $P_{\text{out, set}} = 3$ kW时为例,分别在偏移距离0、100、150、200、250 mm处对电容参数进行优化,结果如图7所示。由图可知,使用不同偏移处优化的电容可以保证输出功率在对应的该偏移位置附近保持在3 kW左右,而且优化位置偏移距离越大对应的输出功率和系统效率曲线越接近谐

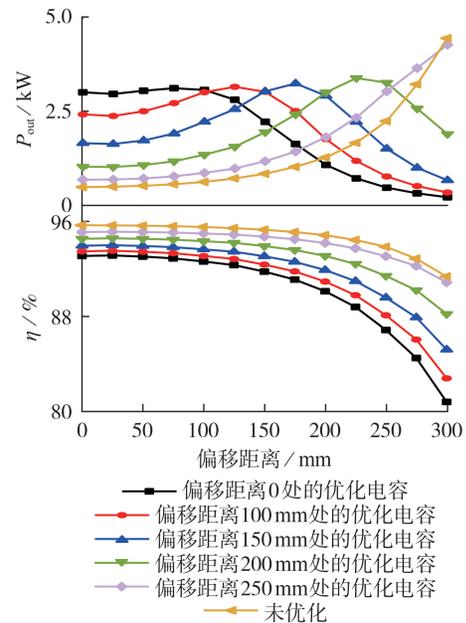


图7 采用不同偏移处优化电容值时偏移距离对输出功率及系统效率的影响

Fig.7 Influence of horizontal offset on efficiency output power when capacitance value is optimized at different offsets

振情况下的曲线。因此在偏移距离较大时,可以将电容值切换至在偏移处优化的电容值,根据偏移距离的不同在5组电容中进行合理选择,最终使输出功率在较大偏移范围内维持在3 kW附近,且系统效率不会下降太大。

4 实验验证

为验证上述理论分析,搭建了两线圈ICPT系统进行实验,补偿电路采用串联补偿方式。实验装置包括高频电源、磁耦合器原副边线圈、补偿电容器、纯电容负载以及相关测量仪器,系统样机见附录中图A1。具体参数设置如下: $U_1=250\text{ V}$; $f=86.697\text{ kHz}$;原、副边线圈匝数为16; $L_1=285.135\text{ }\mu\text{H}$; $L_2=285.116\text{ }\mu\text{H}$; $r_1=0.157\text{ }\Omega$; $r_2=0.166\text{ }\Omega$; $C_1=11.261\text{ nF}$; $C_2=11.294\text{ nF}$ 。

实验中首先测量了磁耦合器副边线圈无偏移以及不同偏移距离时的互感参数,输出功率为3 kW,即 $P_{\text{out,set}}=3\text{ kW}$,将该条件代入式(12)在不同互感条件下分别求解得到所需电容值,结果如表2所示。

表2 两线圈ICPT系统样机参数

偏移距离 / mm	$M_{12} / \mu\text{H}$	C_1 / nF	C_2 / nF
0	72.285	14.102	15.541
50	70.920	14.017	15.387
100	66.837	13.761	14.937
150	60.810	13.373	14.274
200	53.647	12.872	13.447

采用无偏移距离处优化电容值,无偏移距离时的输出功率实测值约为2.9 kW,受到测量误差及电容器精度的影响略低于设定值3 kW,此时系统的输入电压和电流波形见图8。逆变器输出电流波形并未受电容参数选择方法的影响而产生过大的畸变。

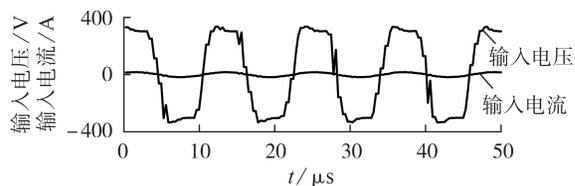


图8 系统输入电压和电流波形

Fig.8 Waveforms of input voltage and current of system

不同偏移距离下输出功率如图9上图所示,在偏移距离不超过175 mm的范围内输出功率可以维持在3 kW左右,偏移距离超过175 mm的范围可以采用150 mm处优化的电容值,从而可以实现偏移距离为275 mm内输出功率约稳定在3 kW以上,对应的系统效率如图9下图所示。本实验中仅采用了2组电容值配置,若要使输出功率更加平稳,可以增加不同偏移位置的电容参数配置。无偏移处输出功率从1.2 kW提高至3 kW左右时,系统效率仅下降1.3%,在偏移情况下利用电容切换使输出功率维持

在3 kW左右的同时保证系统效率不低于94%。

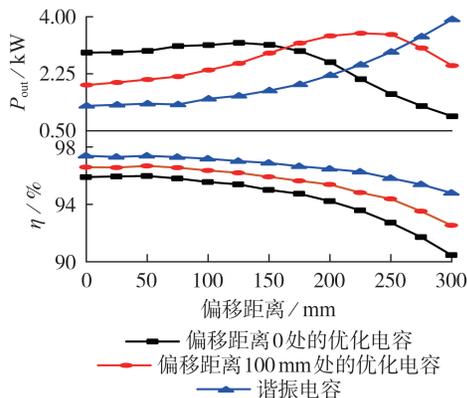


图9 采用不同偏移处优化电容值时水平偏移对输出功率及效率的影响

Fig.9 Influence of horizontal offset on output power and efficiency when capacitance value is optimized at different offsets

5 结论

本文以电动汽车无线充电用ICPT系统输出功率和传输效率为优化目标,通过对系统互感耦合电路模型进行分析得到输出功率、系统效率关于电容参数的函数,并对函数图象进行分析,揭示了电容参数在最大输出功率和最高效率这2个目标间的权衡中起到的作用,在此基础上提出了电容参数优化的方法,通过改变系统阻抗以实现同时对输出功率和系统效率的优化。最后进行了实验验证,结果表明在无偏移距离处选取优化电容值,输出功率可以在系统效率仅下降1.3%的情况下从1.2 kW提升至期望的3 kW,并且输出功率可以在偏移距离小于175 mm的范围内稳定在3 kW左右,在更大的偏移距离范围内可以搭配使用多组电容切换的方法仍能确保输出功率维持在3 kW左右且系统效率不低于94%。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] HUI S Y R. Magnetic resonance for wireless power transfer [J]. IEEE Power Electronics Magazine, 2016, 3(1): 14-31.
- [2] 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. Technical progress and application development of magnetic coupling resonant wireless power transfer [J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(2): 2-14, 141.
- [3] BUDHIA M, COVIC G A, BOYS J T. Design and optimization of circular magnetic structures for lumped inductive power transfer systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(11): 3096-3108.
- [4] COVIC G A, KISSIN M L, KACPRZAK D, et al. A bipolar primary pad topology for EV stationary charging and highway power by inductive coupling [C] // Energy Conversion Congress and Exposition. Phoenix, AZ, United States: IEEE, 2011: 1832-

- 1838.
- [5] CHOI S Y, HUH J, LEE W Y, et al. Asymmetric coil sets for wireless stationary EV chargers with large lateral tolerance by dominant field analysis[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(12): 6406-6420.
- [6] BORAGE M, TIWARI S, KOTAIAH S. Analysis and design of an LCL-T resonant converter as a constant-current power supply[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52(6): 1547-1554.
- [7] 高键鑫, 吴旭升, 高嵬, 等. 一种基波电流补偿高次谐波电流的 LCCL 谐振结构参数设计方法[J]. 电力自动化设备, 2018, 38(6): 201-207.
GAO Jianxin, WU Xusheng, GAO Wei, et al. Design method of fundamental current compensating harmonic current parameters for LCCL resonant structure[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(6): 201-207.
- [8] 蒋燕, 周洪, 胡文山, 等. 基于电容阵列的磁共振式无线电能传输系统的优化调谐[J]. 电力自动化设备, 2015, 35(11): 129-136.
JIANG Yan, ZHOU Hong, HU Wenshan, et al. Optimal parameter matching based on capacitor array for magnetically-resonant wireless power transfer system[J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(11): 129-136.
- [9] KIM J, SON H C, KIM K H, et al. Efficiency analysis of magnetic resonance wireless power transfer with intermediate resonant coil[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2011, 10: 389-392.
- [10] ZHANG F, HACKWORTH S A, FU W N, et al. Relay effect of wireless power transfer using strongly coupled magnetic resonances[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2011, 47(5): 1478-1481.
- [11] KIANI M, JOW U M, GHOVANLOO M. Design and optimization of a 3-coil inductive link for efficient wireless power transmission[J]. IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, 2011, 5(6): 579-591.
- [12] 任洁, 刘野然, 岳鹏飞, 等. 基于参数优化法的输出抗偏移感应电能传输系统研究[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(5): 1452-1461.
REN Jie, LIU Yeran, YUE Pengfei, et al. Study on anti-misalignment inductive power transfer system based on parameter optimized method[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(5): 1452-1461.
- [13] MOON S, KIM B C, CHO S Y, et al. Analysis and design of a wireless power transfer system with an intermediate coil for high efficiency[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(11): 5861-5870.
- [14] ZHU Q, WANG L, LIAO C, et al. Compensate capacitor optimization for kilowatt-level magnetically resonant wire-less charging system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(12): 6758-6768.
- [15] GAO W, CHEN Q, GENG Y, et al. Equivalency analysis of primary series-and series-parallel-compensated contactless resonant converter[C]//IEEE Applied Power Electronics Conference & Exposition. Tampa, FL, USA: IEEE, 2017: 3259-3264.

作者简介:



刘坤

刘坤(1997—),男,山东济南人,硕士研究生,主要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,主要研究方向为高效机电能量转换系统及无线电能传输(E-mail: zhaohisen@163.com)。

(编辑 王欣竹)

Selection method of optimal capacitance compensation parameter for voltage-source type ICPT system used in wireless charging of electric vehicles

LIU Kun¹, GE Jiawei¹, YANG Fuyao², CHEN Xin², KANG Jinping¹, ZHAO Haisen¹

(1. State Key Laboratory of Alternate Electrical Power System with Renewable Energy Sources, North China Electric Power University, Beijing 102206, China;

2. State Key Laboratory of Advanced Power Transmission Technology, Global Energy Interconnection Research Institute Co., Ltd., Beijing 102211, China)

Abstract: Voltage-source type ICPT(Inductively Coupled Power Transfer) system is widely using in wireless charging of electric vehicles. The series compensation in ICPT system will cause higher coupling coefficient, which leads a lower output power. In engineering practice, increasing the voltage is usually used to reach the required output power, but this puts forward to higher requirements on the power supply and causes overcurrent easily. In order to solve this problem, the compensation characteristics of ICPT system with series capacitance compensation are studied, and the operating characteristics of the system after the compensation capacitance deviated from the resonance point are obtained. The capacitance parameters are optimized using nonlinear programming method to minimize the efficiency decline of the system while ensuring the output power of the ICPT system and big coupling coefficient. A 3kW wireless charging prototype is used to verify the effectiveness of the optimization results. The results show that when the output power of the system is increased from 1.2kW to 3kW, the system efficiency only decreased by 1.3%. In the offset case, it can also ensure that the system efficiency is not less than 94% while the output power is ensured by using capacitor switching.

Key words: electric vehicles; ICPT system; series compensation; capacitance compensation characteristic; optimization; nonlinear programming

附录

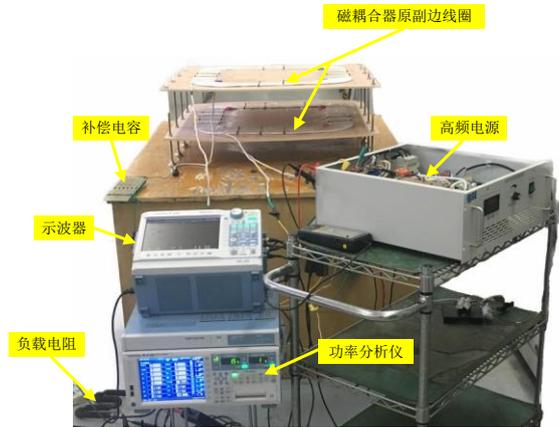


图 A1 实验平台

Fig.A1 Experimental bench