

副边自动切换充电模式的电动汽车无线充电系统设计

吉 莉^{1,2}, 王丽芳^{1,3}, 廖承林^{1,3}, 李树凡^{1,2}

(1. 中国科学院电力电子与电气驱动重点实验室(中国科学院电工研究所), 北京市 100190;

2. 中国科学院大学, 北京市 100190; 3. 北京电动车辆协同创新中心, 北京市 100081)

摘要: 在电动汽车无线充电的过程中, 恒流模式需要快速、稳定地切换到恒压模式以保障电池和电动汽车的安全, 这往往需要原、副边之间的通信及原边复杂控制方法的介入。文中提出了一种免去原、副边之间的通信, 且不需要原边提供控制手段, 仅在副边自动切换谐振补偿网络即可完成恒流充电模式向恒压充电模式的快速切换的方法, 同时提出了副边谐振补偿网络参数的设计方法, 保证了切换过程中电池充电电压的稳定性。以 LCC-LCC 向 LCC-S 谐振补偿网络切换为例, 对所提出的设计方法进行了分析和验证。实验表明, 应用所提出的方法, 输出的电流和电压随着电池等效负载的改变而保持恒定, 且切换过程平滑稳定, 结果满足电动汽车充电的要求。

关键词: 谐振补偿网络; 恒流充电; 恒压充电; 电池充电

0 引言

随着能源的短缺以及环境污染的加剧, 电动汽车成了各国大力支持发展的新能源交通工具, 而充电站的建设问题成了制约其推广发展的瓶颈^[1-2]。无线电能传输(WPT)技术采用原、副边分离的松耦合变压器实现^[3], 具有便捷、可靠等特点, 在最近几年得到了迅速发展^[4-5]。采用 WPT 技术为电动汽车电池进行无线充电, 通常包括两个阶段: 恒流(constant current, CC)充电和恒压(constant voltage, CV)充电。在充电初期采用恒流模式, 电池电压迅速增加。当电池电压达到充电切换电压时, 采用恒压模式充电, 充电电流逐渐减小到接近于零, 充电完成。在电动汽车应用中, 为了增加续航里程, 电池通常由较多的单体成组构成, 这一特性导致电池的整体特性受限于其中的单体特性, 如果单体电池受损, 则在充电过程中需要及时对损坏的电池单体进行电压保护而迅速进入恒压阶段^[6-7]。通常, WPT 系统的恒流或者恒压输出的切换是通过在电路系统中引入闭环负反馈控制来实现, 通常需要无线通信措施及原边复杂控制手段的介入^[1,3,8], 副边将相应的控制信息反馈到原边, 在原边电路逆变器前加入控制器调节输入电压、采用移相控制、改变系

统工作频率点, 或者改变补偿网络拓扑的方法达到与负载无关的恒压和恒流输出^[9-12]。不论在无线通信环节还是在原边的复杂控制环节均需要耗费时间而且在高磁和复杂环境下无线通信具有不稳定的特性, 这将可能导致通信中断而切换失败。因此, 如何能够保证电动汽车无线充电的过程中恒流向恒压模式的快速、平滑切换, 且不需要借助通信等外在手段, 对于保护电动汽车的电池、增强电动汽车的安全性等方面具有重要的意义。

本文首先分析了应用于 WPT 的各种谐振补偿网络结构中, 能够实现恒流输出与恒压输出的谐振补偿网络结构, 进而提出了一种免去副边与原边的通信及原边的复杂控制环节, 通过在副边自动切换谐振补偿网络的方法实现输出恒流与恒压自动切换, 同时提出一种保障副边切换补偿网络时电池电压不发生跳变的副边谐振网络参数的设计方法。最后, 以 LCC-LCC 拓扑向 LCC-S 谐振补偿网络结构自动切换为例, 对所提出的切换方法和参数设计方法进行了验证。

1 恒流/恒压输出原理及切换条件分析

1.1 原边和副边恒流输出原理分析

基于电压源的 WPT 系统等效电路结构如图 1 所示。其中, U_{in} 为电源输入电压, I_{in} 为输入电流, I_{out} 为负载输出电流, U_{out} 为负载输出电压, Z_1, Z_2, Z_3 分别代表电感、电容、短路或开路。

收稿日期: 2017-06-09; 修回日期: 2017-09-29。

上网日期: 2017-10-20。

国家高技术研究发展计划(863 计划)资助项目(2015AA016202)。

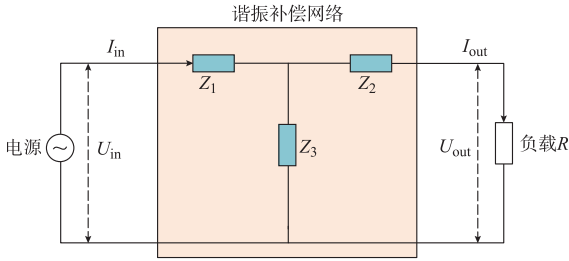


图1 基于电压源的WPT系统等效电路结构
Fig.1 Equivalent circuit structure of WPT system based on voltage source

由图1可知:

$$U_{in} = I_{in}Z_1 + (I_{in} - I_{out})Z_3 = I_{in}(Z_1 + Z_3) + I_{out}Z_3 = I_{in}\Delta + I_{out}Z_3 \quad (1)$$

其中:

$$\Delta = Z_1 + Z_3 \quad (2)$$

由式(1)可知,当 $\Delta = 0$ 时,负载端的输出电流在输入电压和补偿电感/电容确定的前提下保持恒定,不随线圈之间的偏离和负载的变化而变化。此时 I_{out} 为:

$$I_{out} = \frac{U_{in}}{Z_3} \quad (3)$$

满足 $\Delta = 0$ 的电路结构包括附录A表A1中的恒流1和恒流2两种结构,两种结构下,系统谐振角频率可以根据 $\Delta = 0$ 计算得出,列入附录A表A1的第3列。对于原边的补偿结构,还需要考虑逆变器的软开关特性,因此一般选用恒流1结构,对于副边的补偿结构, Z_1 为电感,即副边的补偿结构只能选用恒流1结构,满足恒流1结构的补偿结构包括LCL^[13-16]和LCC^[17-19]等。

1.2 副边恒压输出原理分析

根据1.1节的分析,若原边采用恒流1结构作为谐振补偿网络结构,则原边线圈输出的电流恒定。根据电磁感应定律,当线圈固定位置后,副边的感应电源为一个恒压源,其等效电路与图1一致。

对图1可以列以下方程组:

$$\begin{cases} U_{in} = I_{in}Z_1 + (I_{in} - I_{out})Z_3 \\ U_{in} = I_{in}Z_1 + I_{out}Z_2 + U_{out} \\ U_{out} = I_{out}R \end{cases} \quad (4)$$

可以解得:

$$\frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{Z_3}{Z_1 + Z_3 + \frac{Z_1Z_2 + Z_2Z_3 + Z_1Z_3}{R}} = \frac{Z_3}{Z_1 + Z_3 + \frac{\lambda}{R}} \quad (5)$$

其中:

$$\lambda = Z_1Z_2 + Z_2Z_3 + Z_1Z_3 \quad (6)$$

由式(5)可知,当 $\lambda = 0$ 时,负载端输出电压与负载 R 无关,此时输出电压为:

$$U_{out} = \frac{Z_3}{Z_1 + Z_3}U_{in} \quad (7)$$

作为副边电路, Z_1 为电感,令 Z_2 和 Z_3 分别为电感、电容、短路或开路,可以得到附录A表A2所示的4种可用的恒压输出组合,不同组合下电路的谐振角频率可以通过求解 $\lambda = 0$ 得到,列入附录A表A2的第3列。

1.3 副边输出恒流模式向恒压模式切换网络分析

作为副边电路, Z_1 为电感,即副边在恒流充电时的谐振补偿网络结构选用附录A表A1中的恒流1结构。为了实现副边在免通信的前提下完成充电模式的自动切换,则副边在恒流充电阶段和恒压充电阶段的系统谐振角频率需保持一致。由附录A表A1和表A2可知,为了不改变系统的谐振角频率,可以通过切换副边谐振补偿网络参数的方法来实现,切入或切出的谐振补偿网络参数值需要结合附录A表A1和表A2综合分析来确定。满足以上条件的切换方案可以有多种。附录A表A3给出了3套可行的切换方案,其中 L_1 和 C_1 是系统在恒流模式下的网络参数, L_2 和 C_2 是需要切入/切出的网络参数。

1.4 副边输出恒流向输出恒压的切换条件分析

在副边输出从恒流模式切换到恒压模式时,由于电池的充电特性,在切换时刻,电池充电电压不能发生剧烈的跳变。如果电压急剧减小,电池将不能进行充电,导致充电的失败,如果电压急剧增加,将导致电池的过压充电,缩短电池的使用寿命^[6]。因此,需要对恒流模式向恒压模式切换时的切换条件进行分析。

设电池在 t 时刻需要从恒流模式向恒压模式切换。电池在 t_- 时刻处于恒流模式时的电压记为 $U_{cc}(t_-)$,此时电池的等效电阻为 $R(t_-)$,在切换瞬间电池的等效电阻不会发生跳变,谐振补偿网络参数在 t_- 时刻记为 $Z_i(t_-)$,其中 $i = 1, 2, 3$ 。电池在 t_+ 时刻处于恒压模式时的电压记为 $U_{cv}(t_+)$,谐振补偿网络参数在 t_+ 时刻记为 $Z_i(t_+)$,其中 $i = 1, 2, 3$ 。由式(3)和式(7)可知:

$$\begin{cases} U_{cc}(t_-) = U_{in} \frac{R(t_-)}{Z_3(t_-)} \\ U_{cv}(t_+) = U_{in} \frac{Z_3(t_+)}{Z_1(t_+) + Z_3(t_+)} \end{cases} \quad (8)$$

令 $U_{cc}(t_-) = U_{cv}(t_+)$,可得切换时刻 t ,保持电池电压稳定的条件为:

$$\frac{R(t_-)}{Z_3(t_-)} = \frac{Z_3(t_+)}{Z_1(t_+) + Z_3(t_+)} \quad (9)$$

由于在电池恒流充电阶段,等效电阻的阻值变化范围很小^[5-6,11],因此,满足式(9)的副边谐振补偿网络参数可以保证电池在恒流充电模式时平稳切换到恒压充电模式。

2 应用举例

根据附录 A 表 A3 给出的切换方案,为了减少开关个数及尽量简化谐振补偿网络结构,本文以附录 A 表 A3 中的方案 3 为例验证以上分析的正确性和可行性。

以方案 3 进行恒流模式向恒压模式自动切换的无线充电系统结构如图 2 所示。

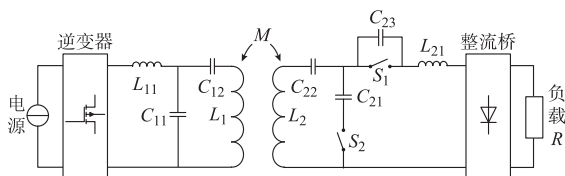


图 2 无线充电系统结构图
Fig.2 Architecture of wireless charging system

其中原边的谐振补偿结构采用 LCC 结构, M 为线圈间的互感,副边的谐振补偿结构在恒流阶段采用 LCC 结构,在恒压阶段采用 S 结构,副边引入两个开关 S_1 和 S_2 和一个补充电容 C_{23} ,对副边的谐振补偿结构在 LCC 和 S 两种结构之间进行切换。由图 2 可知,当开关 S_1 和 S_2 均闭合时,副边的补偿结构为 LCC,当开关 S_1 和 S_2 均开启时,副边的补偿结构为 S。

以下对两种结构的特性及切换条件进行分析。

2.1 原边谐振补偿网络分析

图 2 所示的结构图中,略去逆变环节,且采用基波进行分析,此时图 2 中原边的等效电路图如附录 A 图 A1 所示。

从附录 A 图 A1 可以看出,原边的谐振补偿网络中 L_{11} 和 C_{11} 组合符合附录 A 表 A1 中的恒流 1 结构,根据 1.1 节的分析可知,当系统工作角频率 ω 满足 $\omega = 1/\sqrt{L_{11}C_{11}}$ 时,原边线圈输出电流 I_p 保持恒定,根据式(3)可知, I_p 的值为:

$$|I_p| = \frac{U_{in}}{\omega L_{11}} \quad (10)$$

2.2 开关闭合时副边谐振补偿网络分析

当图 2 所示的结构图中开关 S_1 和 S_2 均闭合时,副边的等效电路图如附录 A 图 A2 所示。图中, R_e 为整流桥后的负载等效值,其值为:

$$R_e = \frac{8R}{\pi^2} \quad (11)$$

ω 为系统工作角频率,线圈间的互感 M 在电动汽车停稳并开始充电的过程中保持不变, L_2 为副边线圈电感, C_{21}, C_{22}, L_{21} 是副边 LCC 谐振补偿网络的参数,此时 L_2 和 C_{21} 共同组成为电感 L_{22} ,根据 1.1 节的分析可知,当 L_{22} 与 C_{22} 满足 $\omega = 1/\sqrt{L_{22}C_{22}}$ 时,负载的输出电流 I_o 值在系统输入电压和工作角频率不变的条件下保持恒定,根据式(3)和式(10)可知,此时 I_o 的值为:

$$|I_o| = \frac{MI_p}{L_{22}} = \frac{MU_{in}}{\omega L_{11}L_{22}} \quad (12)$$

2.3 开关开启时副边谐振补偿网络分析

当图 2 所示的结构图中开关 S_1 和 S_2 均打开时,副边的等效电路图如附录 A 图 A3 所示,附录 A 图 A3 中,线圈电感 L_2 与补偿电感 L_{21} 组成电感 L_{20} ,补偿电容 C_{21} 与附加电容 C_{23} 组成电容 C_{20} ,即

$$\begin{cases} L_{20} = L_{21} + L_2 \\ \frac{1}{C_{20}} = \frac{1}{C_{21}} + \frac{1}{C_{23}} \end{cases} \quad (13)$$

当 L_{20} 与 C_{20} 谐振于系统工作角频率 ω ,即 $\omega = 1/\sqrt{L_{20}C_{20}}$ 时,电感 L_{20} 与电容 C_{20} 组合与附录 A 表 A2 中的恒压 4 结构相符,因此,此时负载 R_e 的输出电压 U_o 保持恒定,由式(7)和式(10)可知,此时 U_o 的值为:

$$|U_o| = \frac{MU_{in}}{L_{11}} \quad (14)$$

根据式(13)可计算出附加电容 C_{23} 的值为:

$$C_{23} = \frac{1}{\omega^2(L_2 + L_{21}) - \frac{1}{C_{21}}} \quad (15)$$

2.4 副边谐振补偿网络结构由输出恒流模式向输出恒压模式切换的条件设定

由 1.4 节、2.2 节和 2.3 节的分析及式(9)可知,满足副边从恒流充电模式向恒压充电模式切换时,负载电压不发生跳变的条件是:

$$\frac{R_e}{\frac{1}{\omega C_{22}}} = 1 \quad (16)$$

根据式(13)、式(15)和式(16),可以计算出副边谐振补偿网络参数 $L_{21}, L_{22}, C_{22}, C_{23}$ 的值。

3 实验验证

为了验证以上分析的正确性,采用附录 A 表 A3 所示的系统参数搭建了一套恒流输出 8 A、恒压输出 340 V 的 WPT 系统,实验装置如附录 A

图 A4 所示。

系统输入电压为 220 V,在充电的第 1 阶段,负载充电电流稳定在 8 A 左右,电压由最小 300 V 逐渐增加到最大 340 V,电池等效电阻变化范围为 37.5~42.5 Ω。充电的第 2 阶段,维持 340 V 恒压充电,电流由最大 8 A 逐步减小到最小电流,约为 1.5 A,电池的等效电阻变化范围为 42.5~226.7 Ω。实验中采用电子负载模拟电池充电过程变化的等效电阻,采用功率分析仪分析输入和输出的功率、效率等指标,采用反串连的两只 MOSFET 作为开关 S_1 和 S_2 [12,20]。

为了使逆变器工作在软开关状态,设计电感 L_{11} 的值略大于理论值,为 23.5 μH,使得逆变器输出阻抗抗弱感性,逆变器实现零电压开通[13]。图 3 所示为恒流模式下逆变器输出电压 U_{in} 、电流 I_{in} 、负载充电电流 I_o 的波形。其中,图 3(a)中电池的等效电阻为 38 Ω,充电电流为 8.11 A;图 3(b)中电池的等效电阻为 42.5 Ω,充电电流为 8.13 A,充电电流变化率为 0.24%,基本保持恒定。

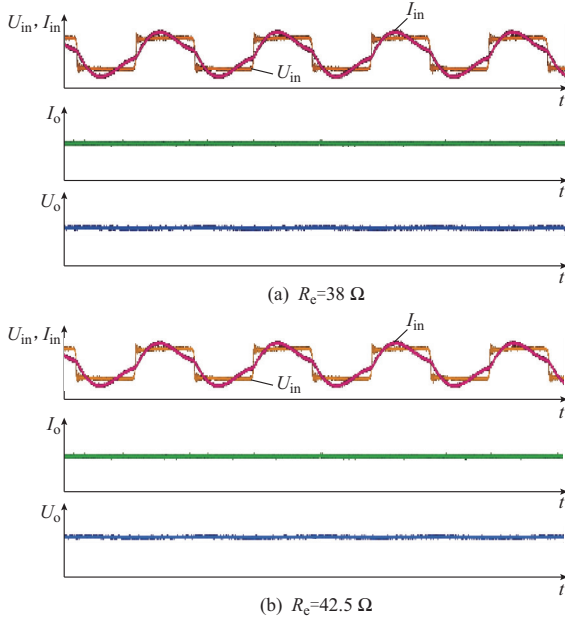


图 3 恒流模式下等效电阻为 38 Ω 和 42.5 Ω 时的实验波形

Fig.3 Experimental waveforms when equivalent resistance is 38 Ω and 40 Ω respectively in constant current mode

图 4 所示为恒压模式下逆变器输出电压 U_{in} 、电流 I_{in} 、负载充电电压 U_o 的波形。其中,图 4(a)中电池的等效电阻为 50 Ω,充电电压为 341.2 V;图 4(b)中电池的等效电阻为 170 Ω,充电电压为 343.5 V,充电电压变化率为 0.67%,基本保持恒定。

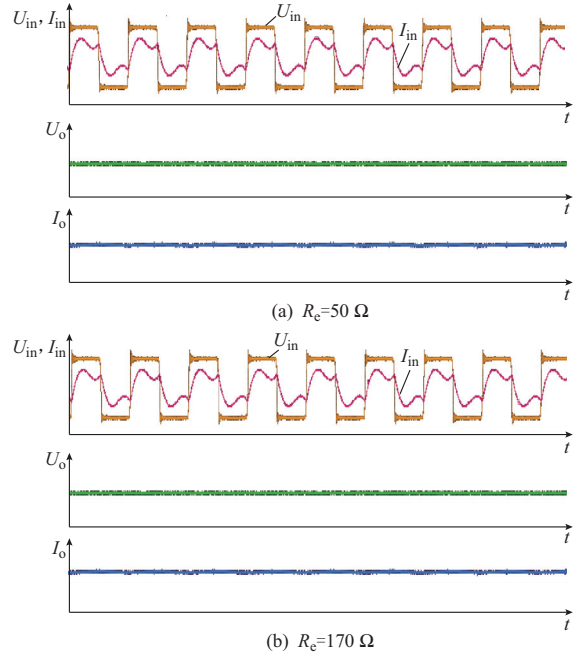


图 4 恒压模式下等效电阻为 50 Ω 和 170 Ω 时的实验波形

Fig.4 Experimental waveforms when equivalent resistance is 50 Ω and 170 Ω respectively in constant voltage mode

当负载电压到达转换电压 340 V 时,由恒流充电模式向恒压充电模式进行切换,系统在切换前和切换后的电流、电压、效率和功率等指标如表 1 所示,其中 U_{rms3} , I_{rms3} , P_3 分别表示输入电压经整流和功率因数校正(PFC)后的直流输入电压、电流和功率, U_{rms4} , I_{rms4} , P_4 分别表示负载充电电压、电流和功率, η_1 表示系统效率。切换前、后负载电压分别为 340.26 V 和 339.25 V,变化率为 0.3%。可以看出,系统在恒流充电模式向恒压充电模式切换时,负载电压波动很小,能够保障电池的正常充电。

表 1 系统在切换前和切换后的电流、电压、功率和效率
Table 1 Value of current, voltage, power and efficiency before and after switching

状态	$U_{rms3}/$ V	$I_{rms3}/$ A	$P_3/$ kW	$U_{rms4}/$ V	$I_{rms4}/$ A	$P_4/$ kW	$\eta_1/$ %
切换前	300.93	9.916	2.983 3	340.26	8.131	2.766 4	92.73
切换后	300.87	9.836	2.956 0	339.25	8.128	2.757 3	93.28

为了减小开关 S_1 和 S_2 打开瞬间的电流、电压振荡,在电路中加入了电流传感器和过零监测电路,开关在开关支路电流过零时刻打开,开关切换的流程图见附录 A 图 A5,具体为:在电池开始充电之前,导通开关 S_1 和 S_2 ,将谐振补偿网络结构设置为恒流充电模式,在副边控制系统监测到电池电压到达切换电压或者因为单体损坏等原因需要进入恒压充电模式时,开启开关支路的过零监测,当监测到开

关支路电流为零时,由副边控制系统发出命令,打开相应的开关,即将谐振补偿网络结构转换为满足恒压充电的谐振补偿网络结构,电池开始恒压充电。

附录 A 图 A6 所示为恒流模式切换到恒压模式时,开关 S_1 的驱动信号电压 U_{g,S_1} 、开关 S_2 的驱动信号电压 U_{g,S_2} 、开关 S_1 的切换电流 I_{S_1} 、开关 S_2 的切换电流 I_{S_2} 、开关 S_1 的切换电压 U_{S_1} 、开关 S_2 的切换电压 U_{S_2} 的波形。从该图可以看出,充电模式切换时开关 S_1 支路的电压、电流,开关 S_2 支路的电压、电流的暂态振荡都很小。

为了模拟实际电动汽车的充电过程,采用了一组力神 16 Ah 磷酸铁锂电池的实际充电曲线作为对比,采用电子负载模拟电池的等效电阻,针对所提出的切换方法进行了一组充电实验,绘制了相应的 U_o-t 和 I_o-t 图,如附录 A 图 A7 所示,从该图可以看出,采用所提出的切换方法能够快速、平滑地从恒流模式切换到恒压模式,且模拟的充电状态与电池组实际的充电状态相似。

4 结语

本文首先针对 WPT 系统中能够实现恒流输出和恒压输出的谐振补偿网络结构进行了分析;其次,针对电动汽车无线充电应用,提出了 3 套基于副边自动切换恒流/恒压模式的谐振补偿网络的切换方案,并且针对切换时刻负载电压恒定的限定条件,提出了一种副边谐振补偿网络参数的设计方法;最后,以 LCC-LCC 向 LCC-S 谐振补偿网络的自动切换为例,对所提出的设计方法进行了验证,在原边输入电压和频率保持不变的前提下,副边只需要两个开关和一个附加电容即可实现恒流/恒压的自动切换,同时,在恒流/恒压切换过程中,负载的电压不发生跳变,保障了电池充电的稳定性和安全性。实验结果表明此方法的恒流/恒压及切换特性良好,满足电动汽车的充电需求。恒流模式时,电池等效负载由 37.5Ω 变为 42.5Ω ,相应的电流由 8.09 A 变为 8.13 A ,电流变化率为 0.49% ;恒压模式时,电池等效负载由 42.5Ω 变为 226.7Ω ,相应的电压由 339.25 V 变为 344.3 V ,电压变化率为 1.19% ;在恒流向恒压切换过程中,负载电压由 340.26 V 变为 339.25 V ,变化率为 0.3% 。以上均存在较小的波动,这种变化是由于没有考虑系统内阻以及所配置的电容、电感参数和理论计算值存在误差所致。

为了保持负载电压的稳定性,在后续的工作中,将研究在副边加入 DC-DC 环节对恒流/恒压自动切换进行实时控制的设计方法,以进一步提高系统的鲁棒性。此外,目前实验还处于实验室的低压模拟环境,不能较好地反映实际电动汽车运行时的复杂工况,以后将继续深入工作,将该拓扑应用于电池充

电的实际应用中,以增强实验验证。

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

参考文献

- [1] LI S Q, MI C C. Wireless power transfer for electric vehicle applications[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2015, 3(1): 4-17.
- [2] GUO C L, CHAN C C. Whole-system thinking, development control, key barriers and promotion mechanism for EV development[J]. Journal of Modern Power Systems and Clean Energy, 2015, 3(2): 160-169.
- [3] ESTEBAN B, SID-AHMED M, KAR N C. A comparative study of power supply architectures in wireless EV charging systems[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2015, 30(11): 6408-6422.
- [4] CHOPRA S, BAUER P. Driving range extension of EV with on-road contactless power transfer: a case study [J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2013, 60(1): 329-338.
- [5] 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.DOI: 10.7500/AEPS20160924005. 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. DOI: 10.7500/AEPS20160924005.
- [6] 马泽宇,姜久春,文锋,等.用于储能系统的梯次利用锂电池组均衡策略设计[J].电力系统自动化,2014,38(3):106-111.DOI: 10.7500/AEPS20130330001. MA Zeyu, JIANG Jiuchun, WEN Feng, et al. Design of equilibrium strategy of echelon use li-ion battery pack for energy storage system [J]. Automation of Electric Power Systems, 2014, 38(3): 106-111. DOI: 10.7500/AEPS20130330001.
- [7] 吕航,刘承志,尹栋,等.深海动力磷酸铁锂电池组均衡方案优化[J].电工技术学报,2016,31(19):232-239. LÜ Hang, LIU Chengzhi, YIN Dong, et al. The design and optimize of equalization schemes for underwater power LiFePO₄ battery stack [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(19): 232-239.
- [8] 赵争鸣,刘方,陈凯楠.电动汽车无线充电技术研究综述[J].电工技术学报,2016,31(20):30-40. ZHAO Zhengming, LIU Fang, CHEN Kainan. New progress of wireless charging technology for electric vehicles [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(20): 30-40.
- [9] 夏晨阳,解光庆,林克章,等.双 LCL 补偿 ICPT 系统双谐振点特性及最大输出功率研究[J].中国电机工程学报,2016,36(19): 5200-5209. XIA Chengyang, XIE Guangqing, LIN Kezhang, et al. Study of dual resonance point characteristics and maximum output power of ICPT based on double LCL compensation[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(19): 5200-5209.
- [10] 孙跃,张欢,陶维,等.基于变结构模式的宽负载恒压感应耦合电能传输系统[J].电力系统自动化,2016,40(5):109-114.DOI: 10.7500/AEPS20150601015. SUN Yue, ZHANG Huan, TAO Wei. Constant-voltage inductively coupled power transfer system with wide load range based on variable structure mode [J]. Automation of Electric Power Systems, 2016, 40(5): 109-114. DOI: 10.7500/

- AEPS20150601015.
- [11] 王彦,袁小芳,向永忠.LCL型非接触电能传输系统模糊电压控制[J].电力系统及其自动化学报,2016,28(5):29-40.
WANG Yan, YUAN Xiaofang, XIANG Yongzhong. Voltage control for LCL resonant inductive coupled power transfer system using fuzzy controller[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2016, 28(5): 29-40.
- [12] QU X H, HAN H D, WONG S C, et al. Hybrid IPT topologies with constant current or constant voltage output for battery charging applications [J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2015, 30(11): 6329-6337.
- [13] LI W H, ZHAO H, LI S Q, et al. Integrated LCC compensation topology for wireless charger in electric and plug-in electric vehicles[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2015, 62(7): 4215-4225.
- [14] ZHU Q W, WANG L F, GUO Y J, et al. Applying LCC compensation network to dynamic wireless EV charging system [J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2016, 63(10): 6557-6567.
- [15] LI S Q, LI W, DENG J, et al. A double-sided LCC compensation network and its tuning method for wireless power transfer [J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 2015, 64(6): 2261-2273.
- [16] 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 Chengyang, 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.
- [17] LIU C, GE S K, GUO Y, et al. Double-LCL resonant compensation network for electric vehicles wireless power transfer: experimental study and analysis [J]. IET Power Electronics, 2016, 9(11): 2262-2270.
- [18] 刘闯,郭赢,葛树坤,等.基于双LCL谐振补偿的电动汽车无线充电系统特性分析与实验验证[J].电工技术学报,2015,30(15):127-135.
LIU Chuang, GUO Ying, GE Shukun, et al. Characteristics analysis and experimental verification of the double LCL resonant compensation network for electrical vehicles wireless power transfer [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(15): 127-135.
- [19] 李均锋,廖承林,王丽芳,等.基于LCCL的电动汽车无线充电系统最大效率与传输功率解耦设计研究[J].电工技术学报,2015,30(增刊1):199-203.
LI Junfeng, LIAO Chenglin, WANG Lifang, et al. Decoupling method for maximum efficiency and transferring power for electric vehicle wireless charging system via LCCL circuit[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 30(Supplement 1): 199-203.
- [20] LI Y, MAI R K, LU L W, et al. Active and reactive currents decomposition-based control of angle and magnitude of current for a parallel multiinverter IPT system [J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2017, 32(2): 1602-1614.

吉莉(1981—),女,博士研究生,主要研究方向:电动汽车无线充电技术、无线携能通信技术。E-mail: jili@mail.iese.ac.cn

王丽芳(1971—),女,通信作者,博士,研究员,主要研究方向:电动汽车无线充电技术、动力电池管理、整车控制技术、智能车与电磁兼容技术等。E-mail: wlf@mail.iese.ac.cn

廖承林(1973—),男,博士,研究员,主要研究方向:电动汽车无线充电技术。E-mail: liaocl@mail.iese.ac.cn

(编辑 蔡静雯)

Design of Electric Vehicle Wireless Charging System with Automatic Charging Mode Alteration at Secondary Side

Ji Li^{1,2}, Wang Lifang^{1,3}, Liao Chenglin^{1,3}, Li Shufan^{1,2}

(1. Key Laboratory of Power Electronics and Electric Drive of Chinese Academy of Sciences (Institute of Electrical Engineering, Chinese Academy of Sciences), Beijing 100190, China;

2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;

3. Collaborative Innovation Center for Electric Vehicles in Beijing, Beijing 100081, China)

Abstract: In the process of wireless charging for electric vehicles, the constant current (CC) mode must be changed to constant voltage (CV) mode immediately and smoothly in order to ensure the safety of batteries, which always needs wireless communication between the primary side and the secondary side and complex control methods at the primary side. This paper proposed a method automatically and rapidly changed between the CC mode and the CV mode by changing the resonant compensation network at the secondary side without communication and complex control process. Additionally, a method for designing the parameters at the secondary side is proposed to ensure the stability of the battery voltage at the changing moment. By an example of changing from LCC-LCC to LCC-S resonant compensation network, the proposed design methods are analyzed and verified. The experiment results show that the output current and voltage with the change of load are almost constant by using the proposed methods, and the process of changing from the CC mode to the CV mode is stable, which meet the charging requirement of electric vehicle.

This work is supported by National High Technology Research and Development Program of China (863 Program) (No. 2015AA016202).

Key words: resonant compensation network; constant current charging; constant voltage charging; battery charging