

基于 LCL-LC/LCL 混合补偿的多电动汽车恒流恒压无线充电系统特性分析

侯春¹, 朱旺², 水恒琪², 于东升², 夏正龙³

(1. 江苏安全技术职业学院电气工程系, 江苏 徐州 221011; 2. 中国矿业大学电气与动力工程学院, 江苏 徐州 221116; 3. 江苏师范大学电气工程及自动化学院, 江苏 徐州 221116)

摘要: 针对电动汽车无线充电等效负载变化导致的输出电压、电流不稳定问题,设计了一种原边 LCL、副边串联或 LCL 型 (LCL-LC/LCL) 的混合补偿拓扑电路。该混合补偿电路通过开关切换副边补偿拓扑实现恒流或者恒压输出,同时可保证单位功率因数输入。首先,推导了 T 型补偿电路实现恒流或者恒压输出以及单位功率因数输入的工作条件;然后,建立多电动汽车恒流恒压混合补偿等效电路模型,给出了混合补偿拓扑实现方式及参数配置方法,并对混合补偿拓扑进行了改进,减少了开关数量;通过推导不同输出模式下系统传输效率数学模型以及负载特性,分析了效率、电流电压增益与负载电阻的关系。实验表明,不同负载之间可以独立工作并且能够实现变负载情况下的恒流或者恒压输出。

关键词: 无线电能传输; 恒流或恒压输出; 单位功率因数输入; 混合补偿

DOI: 10.12067/ATEEE1801029 **文章编号:** 1003-3076(2018)11-0058-11 **中图分类号:** TM724

1 引言

近年来,环境污染、能源枯竭已经成为全世界亟待解决的问题。为了实现可持续发展,各国政府都在致力于新能源的开发及其相关产品的推广,其中电动汽车因其不需要燃油且无废气排放而受到了广泛关注^[1-3]。但是,电池有限的功率密度及其配套充电基础设施的高成本问题制约着电动汽车的进一步发展。电动汽车充电主要有两种方式:①有线充电,即接触式充电,但是该方式存在线路老化、电火花等安全隐患;②无线充电,也叫非接触式充电,相比于有线充电方式,无线充电技术具有方便、安全、环境适用性强等优点^[4-7],可以很好地解决接触式充电带来的问题。

目前,电动汽车储能电池充电多采用恒流恒压相结合的方法,即先对储能电池进行恒流充电,当电压达到一定数值时转为恒压充电,以解决恒流过充和恒压欠充的问题^[8]。在无线电能传输 (Wireless Power Transmission, WPT) 系统中耦合系数较低,为

了实现能量的高效传输,在原副边通常会加入补偿环节,因此系统的输出电压、电流会受到松耦合变压器参数、谐振槽参数、工作频率、负载阻抗等因素的影响。储能电池在充电过程中其等效阻抗是变化的^[9],为了实现变负载情况下的恒流或者恒压输出,国内外研究人员已做了大量相关工作,主要集中在以下几个方面:①在输出端增加直流变换环节,通过闭环的引入来调节输出电压或者电流^[10]。但为避免出现极限占空比情况,该方法不适用于负载变化很大的情形,而 DC-DC 电路的应用则增加了系统体积。②改变系统能量注入实现动态负载情况下的恒流或者恒压输出^[11]。但该方法控制复杂,降低了系统稳定性。③通过改变系统工作频率以实现恒流或者恒压输出^[12]。该方法会伴随着频率分叉现象,导致系统稳定性降低,同时传输效率会受到影响。④通过推导系统 A 参数,在恒流或者恒压以及零相位角 (Zero Phase Angle, ZPA) 的目标下进行参数选择^[13,14]。该方法无需引入复杂控制算法,因此容易实现,同时在系统工作中频率固定不变,即不会出现

收稿日期: 2018-01-09
基金项目: 江苏省自然科学基金项目 (BK20160219)
作者简介: 侯春 (1981-), 女, 江苏籍, 副教授, 硕士, 研究方向为无线电能传输、电力电子技术;
朱旺 (1990-), 男, 江苏籍, 硕士研究生, 研究方向为无线电能传输。

频率分叉现象。

为了进一步优化无线电能传输系统电路结构并简化控制策略,国内外学者针对补偿电路做了大量研究工作^[15-22]。文献[17]通过原副边串联补偿实现了 LED 的恒流驱动,同时系统具有单位功率因数输入特性;文献[22]提出一种原边 LCL、副边 LCC 复合谐振补偿网络,不仅可以实现输出恒流,并且原边线圈电流不变,便于能量的高效传输。为了实现电动汽车的恒流恒压充电,可以采用混合补偿的方式,通过开关切换补偿拓扑来实现恒流或者恒压输出^[9,23-25]。文献[25]基于原边串联、副边 LCL 补偿电路,通过在次级电路中增加一个额外电容以及一个开关器件即可实现对电池恒流恒压切换充电,但是该系统并不满足单位功率因数输入,传输效率较低。为了降低恒压输出模式下的系统功率容量,需要增加额外的电感电容以及开关元件。文献[9]通过分析四种基本补偿拓扑,提出了两种混合补偿电路。为了同时实现恒流恒压输出以及 ZPA,在原边并联副边串联(PS)与原边并联副边并联(PP)补偿拓扑的原边增加了补偿电感。当系统处于轻载时,逆变输出电流存在畸变,导致能量传输效率降低^[26,27]。另外,因其切换开关在原边,副边负载信息需要通过增加额外的通信环节来实现信息交互。以上分析都是针对单负载进行补偿拓扑的切换,随着电动汽车的普及,不可避免会出现多辆电动汽车同时无线充电的情形。对于多负载无线电能传输系统,文献[21]建立了多负载移动式无线电能传输系统模型,分析了系统的输出功率等传输特性;文献[28]对多负载无线电能传输系统耦合机理进行了分析,研究了失谐因子等因素对系统的影响;文献[29]对多负载无线电能传输系统的稳定性问题进行了研究,给出了变频控制下的系统稳定工作条件。

为了同时实现多辆电动汽车恒流恒压无线充电需求,基于以上补偿拓扑以及多负载无线电能传输系统的研究,本文设计了 LCL-LC/LCL 混合补偿拓扑并对其进行了改进,减少了开关数量。该混合补偿拓扑所需开关全部位于副边侧,控制方便且固定频率控制容易实现。本文详细分析了不同输出模式下系统传输效率以及负载恒流恒压特性;最后,搭建了实验原理样机,验证了该混合补偿拓扑的可行性。

2 T 型补偿网络特性

T 型补偿电路如图 1 所示。可以利用 A 参数来

描述该二端口网络的外特性,即

$$\begin{bmatrix} U_{in} \\ I_{in} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a & b \\ c & d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_o \\ -I_o \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中,二阶方阵为 T 型补偿电路的 A 参数矩阵,记为 A_T 。

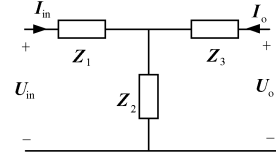


图 1 T 型补偿电路

Fig. 1 T type compensation circuit

由式(1)可得输入为恒压或者恒流源时的电流、电压增益以及输入阻抗表达式为:

$$G_{V-C} = \frac{-I_o}{U_{in}} = \frac{1}{aR + b} \quad (2)$$

$$G_{C-V} = \frac{U_o}{I_{in}} = \frac{R}{cR + d} \quad (3)$$

$$Z_{in} = \frac{U_{in}}{I_{in}} = \frac{aR + b}{cR + d} \quad (4)$$

式中,V-C 表示恒压输入恒流输出;C-V 表示恒流输入恒压输出; R 表示负载等效电阻。

同文献[13,14]中恒流、恒压输出以及单位功率因数输入的 A 参数矩阵推导过程可得:

$$\begin{cases} a = 0, d = 0, b = \frac{1}{G_{V-C}}, c = G_{V-C}^* & \text{V-C} \\ a = 0, d = 0, c = \frac{1}{G_{C-V}}, b = G_{C-V}^* & \text{C-V} \end{cases} \quad (5)$$

从而恒流输出与恒压输出的 A 参数矩阵可以表示为:

$$A_{V-C} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{G_{V-C}} \\ G_{V-C}^* & 0 \end{bmatrix}, A_{C-V} = \begin{bmatrix} 0 & G_{C-V}^* \\ \frac{1}{G_{C-V}} & 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

结合式(6)与图 1 可得:

$$Z_1 = Z_3 = -Z_2 \quad (7)$$

式(7)表明在 T 型补偿电路中各支路电抗相等,当 Z_1, Z_3 为电感时, Z_2 需为电容,而当 Z_1, Z_3 为电容时, Z_2 需为电感,且 $\omega^2 LC = 1$ 。

3 基于双 LCL 补偿电动汽车充电系统

电动汽车充电、轨道列车供电等无线电能传输系统往往具有以下特点^[19]:①耦合机构耦合系数较低,为了满足副边功率需求,需要提高原边线圈电流

幅值以及频率;②副边侧可以独立工作,原副边工作状态互不影响。

由第2节可知,T型补偿电路可以实现电压源到电流源或者电流源到电压源的转换,并且输入阻抗为纯阻性。因此,本文前期通过切换副边LC型与LCL型补偿拓扑以实现电动汽车恒流与恒压充电,具体的混合补偿电路如图2所示。

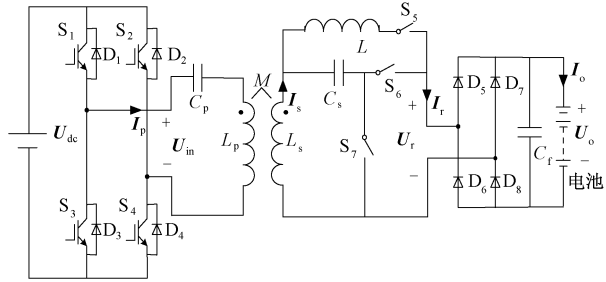


图2 LCL-LC/LCL混合补偿拓扑电路

Fig. 2 Circuit of LCL-LC/LCL hybrid compensation topology

当开关 S_6 闭合, S_5 与 S_7 断开时,系统处于原边串联副边串联(SS)补偿,输出电流恒定^[15];当开关 S_6 断开, S_5 与 S_7 闭合时,系统处于CL-LCL补偿,此时系统输出电压不变。

3.1 多电动汽车恒流恒压充电等效电路

本文以含有两个电动汽车的磁耦合感应式无线电能传输(ICPT)系统为例,其等效电路模型如图3所示。其中, U_{in} 、 I_{in} 为逆变输出电压、电流基波分量, L 、 C_p 为原边补偿电感、电容, $L_{1,2}$ 和 $C_{1,2}$ 为接收侧补偿电感、电容, $L_{p1,p2}$ 和 $L_{s1,s2}$ 为发射线圈、接收线圈自感, M_1 和 M_2 为两线圈耦合机构互感。

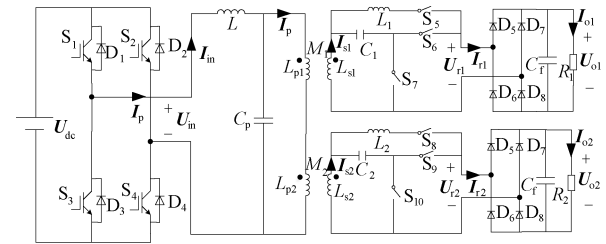


图3 多电动汽车恒流恒压ICPT系统等效电路

Fig. 3 Equivalent circuit of multi-electric vehicles ICPT system

根据互感理论可得副边开路电压为:

$$U_{oc} = j\omega M I_p \quad (8)$$

由式(8)可知,当系统其余参数不发生变化时,保持 I_p 不变可以保证副边等效输入电压不变,这样可以使副边工作状态互不影响。

3.2 副边补偿拓扑改进

图2中,为了实现恒流与恒压输出切换,需要3

个开关来切换补偿拓扑。但是过多开关元件的引入会降低系统稳定性,同时存在开关损耗,降低系统传输效率。改进后的副边混合补偿电路如图4所示。

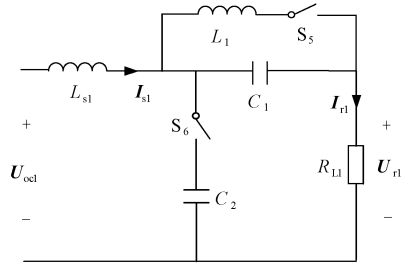


图4 改进后副边等效电路

Fig. 4 Improved secondary equivalent circuit

图4中,通过附加一个电容即可减少一个开关器件,提高了系统的稳定性。当 S_5 、 S_6 断开时,副边处于串联补偿,输出恒压;当 S_5 、 S_6 闭合时,副边处于类LCL补偿,输出恒流。

4 补偿电路参数设计

4.1 原边补偿电路参数设计

对于图3所示电路,为了减少补偿元件个数,可以将发射线圈当做补偿电路的一部分。由第2节可知,当满足式(9)时,原边线圈电流不变,且可以得到式(10)。

$$\begin{cases} L = L_{p1} + L_{p2} \\ C_p = \frac{1}{\omega^2 L} = \frac{1}{\omega^2 (L_{p1} + L_{p2})} \end{cases} \quad (9)$$

$$\begin{cases} U_{in} = \frac{-I_o}{G_{V-C}} \\ j\omega C_p = G_{V-C}^* \\ C_p = \frac{1}{\omega^2 L} \end{cases} \quad (10)$$

从而可得原边线圈电流为:

$$I_p = -I_o = \frac{U_{in}}{j\omega L} \quad (11)$$

4.2 副边补偿电路参数设计

由于每个副边电路结构相同,这里只对其中一个负载 R_L 进行分析,采用交流等效负载 R_{L1} 表示 R_L 。当原边线圈电流 I_p 不变时,副边感应电压不变。为了实现输出恒压,此时 S_5 、 S_6 断开,电感 L_{s1} 与电容 C_1 需发生串联谐振,即

$$\omega L_{s1} = \frac{1}{\omega C_1} \quad (12)$$

此时,副边输入阻抗为:

$$Z_{s1} = R_{L1} \quad (13)$$

式(13)表明输入阻抗为纯阻性。因此,副边反映到原边的阻抗也为纯阻性,便于实现系统单位功率因数输入。此时输出电压可以表示为:

$$U_{r1} = j\omega M_1 I_p = \frac{M_1}{L} U_{in} \quad (14)$$

式(14)表明输出电压与负载无关。

为了实现恒流输出,此时 S_5 、 S_6 闭合。对于副边类 LCL 补偿电路,由第 2 节可知,补偿元件参数需满足式(15):

$$\begin{cases} j\omega L_{s1} = j\omega L_1 // \frac{1}{j\omega C_1} \\ \omega L_{s1} = \frac{1}{\omega C_2} \\ \omega L_{s1} = \frac{1}{\omega C_1} \end{cases} \quad (15)$$

根据式(15)可得:

$$L_1 = L_{s1}/2 \quad (16)$$

当副边参数满足式(15)时,副边输入阻抗为:

$$Z_{s2} = \frac{L_{s1}}{R_{L1} C} \quad (17)$$

因此,恒流输出模式下副边反射阻抗也为纯阻性。联立式(14)、式(15)可得输出电流为:

$$I_{r1} = \frac{U_{o1}}{j\omega L_{s1}} = \frac{M_1}{j\omega L L_{s1}} U_{in} \quad (18)$$

由式(18)可知,输出电流具有负载无关性。

当负载输出恒流时, $I_{r1} = M_1 U_{in} / (j\omega L L_{s1})$; 当负载输出恒压时, $U_{r1} = M_1 U_{in} / L$ 。其中逆变输出电压的基波分量可以表示为:

$$u_{in}(t) = \frac{4U_{dc}}{\pi} \sin(\omega t + \theta) \quad (19)$$

在恒流输出模式下,经过整流滤波电路之后,等效电流可以表示为:

$$I_{o1} = \frac{2I_{rpeak}}{\pi} = \frac{8MU_{dc}}{\pi^2 \omega L L_{s1}} \quad (20)$$

式中, I_{rpeak} 为输入整流电路的基波电流峰值。在恒压输出模式下,经过整流滤波电路之后,输出电压可以等效为:

$$U_{o1} = \frac{\pi U_{rpeak}}{4} = \frac{MU_{in}}{L} \quad (21)$$

式中, U_{rpeak} 为输入整流电路的基波电压峰值。根据系统输入输出要求,联立式(20)、式(21)可以求出系统所需参数。

5 多电动汽车恒流恒压充电系统特性分析

在第 4 节的分析中,对于多电动汽车恒流恒压无线充电系统采用的是理想电路模型,但是在实际工作过程中,因受外界条件或元件寄生参数等影响,系统的恒流、恒压输出特性以及传输效率将受到影响。综合考虑耦合线圈和补偿电感内阻,系统等效电路模型如图 5 所示。其中补偿电容通过小电容进行并联,电阻可忽略不计,负载用交流等效负载 R_{L1} 表示, $R_{p1} = R_{p2} = R_p = 0.1 \Omega$, $R_{L1} = 0.2 \Omega$, $R_{s1} = R_{s2} = R_1 = R_2 = 0.1 \Omega$, 其余计算所用参数如表 1 所示。

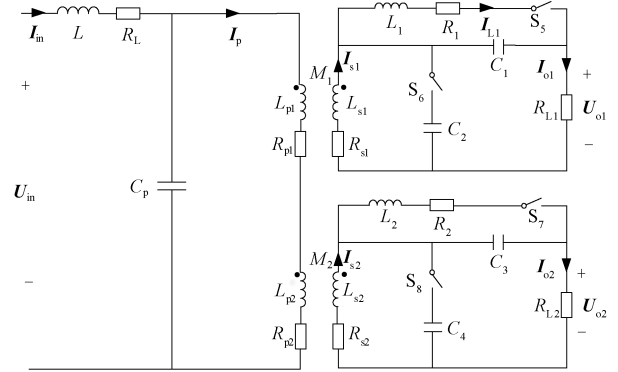


图 5 LCL-LC/LCL 混合补偿拓扑实际等效电路模型

Fig. 5 Actual equivalent circuit model of LCL-LC/LCL hybrid compensation topology

表 1 系统参数

Tab. 1 System parameters

参数	数值
工作频率/kHz	20
原副边线圈自感 $L_{s1,s2}$, $L_{p1,p2}/\mu H$	91.78
补偿电感 $L/\mu H$	183.56
补偿电感 $L_{1,2}/\mu H$	45.89
谐振电容 $C_p/\mu F$	0.345
谐振电容 $C_{1,2,3,4}/\mu F$	0.69

5.1 恒流输出模式下系统特性分析

5.1.1 系统传输效率

对于图 5 所示电路,在考虑耦合线圈及补偿电感内阻时,谐振状态下系统输出功率及传输网络总损耗可以表示为:

$$P_{out} = |I_{o1}|^2 R_{L1} + |I_{o2}|^2 R_{L2} \quad (22)$$

$$P_{loss} = |I_{L1}|^2 R_1 + |I_{L2}|^2 R_2 + |I_{s1}|^2 R_{s1} + |I_{s2}|^2 R_{s2} + 2|I_p|^2 R_p + |I_{in}|^2 R_{L1} \quad (23)$$

因此,传输效率可以表示为:

$$\eta = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{out}} + P_{\text{loss}}} = 1 / (1 + \frac{P_{\text{loss}}}{P_{\text{out}}})$$

$$= 1 / (1 + \frac{|I_{L1}|^2 R_1 + |I_{L2}|^2 R_2 + |I_{s1}|^2 R_{s1} + |I_{s2}|^2 R_{s2} + 2|I_p|^2 R_p + |I_{in}|^2 R_L}{|I_{o1}|^2 R_{L1} + |I_{o2}|^2 R_{L2}})$$

$$(24)$$

式中

$$I_{L1} = \frac{2}{1 + j2\omega R_1 C_1} I_{o1}, I_{L2} = \frac{2}{1 + j2\omega R_2 C_3} I_{o2}$$

$$I_p = \left[\frac{-2\omega^2 C_1^2 R_1^2 R_{L1} - 2R_1}{-2\omega^2 M R_1 C_1 + j\omega M} + \frac{j(4\omega R_1^2 C_1 + \omega C_2 R_1 R_{L1} + 2\omega L_1)}{-2\omega^2 M R_1 C_1 + j\omega M} \right] I_{o1}$$

$$I_{s1} = \frac{-2\omega^2 C_1^2 R_1 R_{L1} + j\omega(4R_1 C_1 + C_2 R_{L1})}{1 + j2\omega C_1 R_1} I_{o1}$$

$$I_{s2} = \frac{-2\omega^2 C_1^2 R_1 R_{L2} + j\omega(4R_1 C_1 + C_2 R_{L2})}{1 + j2\omega C_1 R_1} I_{o2}$$

$$I_{o2} = [-2\omega^2 C_1^2 R_1^2 R_{L1} - 2R_1 + j(4\omega R_1^2 C_1 + \omega C_2 R_1 R_{L1} + 2\omega L_1)] I_{o1} / [-2\omega^2 C_1^2 R_1^2 R_{L2} - 2R_1 + j(4\omega R_1^2 C_1 + \omega C_2 R_1 R_{L2} + 2\omega L_1)]$$

$$I_{in} = j2\omega C_p R_p I_p + \omega^2 M C_p (I_{s1} + I_{s2})$$

由式(24)可知,当其余参数不发生变化时,系统传输效率与互感 M 、负载 R_{L1} 和 R_{L2} 有关。通常情况下,电动汽车耦合系数较低^[21, 30, 31],在这里令 $k = 0.2$ ^[32],由此可得传输效率 η 与负载 R_{L1} 、 R_{L2} 的关系曲线,如图6所示。

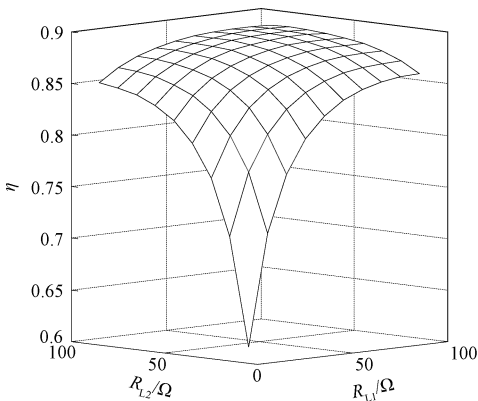


图6 LCL-LCL 补偿时 η 与 R_{L1} 、 R_{L2} 关系曲线

Fig. 6 Curves of η with R_{L1} and R_{L2} under LCL-LCL compensation

由图6可知,负载电阻较大时,恒流输出模式下系统传输效率较高,传输效率随着负载电阻的增加

而略微减小;负载电阻较小时,传输效率随着电阻的增加而急剧增大,说明在轻载情况下传输效率受元件寄生电阻影响较大,例如 $R_{L1} = 5\Omega$, $R_{L2} = 10\Omega$ 时,传输效率只有 61% 左右。为了提高轻载时传输效率,可以提高系统工作频率。

5.1.2 负载恒流特性分析

不考虑元件的寄生电阻时,系统可以实现输出电流与负载无关。为了研究系统在接近实际工作状态下的负载特性,根据图5可得:

$$U_{in} = I_{in}(j\omega L + R_L) + I_p(j\omega 2L_{p1} + 2R_p) - j\omega M I_{s1} - j\omega M I_{s2} \quad (25)$$

联立式(24)、式(25)可得负载变化时的输出电流增益变化曲线,如图7(a)所示。由图7(a)可知,由于受到互感线圈及补偿电感内阻影响,随着负载电阻的增加,系统输出电流增益逐渐减小;当 R_{L2} 取值增大时,负载 R_{L1} 输出电流减小。在负载电阻 R_{L1} 变化范围不大时,例如当 $5\Omega < R_{L1} < 30\Omega$, $50\Omega < R_{L2} < 100\Omega$ 时,输出电流变化量约等于 $0.5 \times 10^{-3} U_{in}$,可以近似认为系统电流增益与负载无关。为了更好地实现恒流输出,可以适当提高工作频率,80kHz 的输出电流增益曲线如图7(b)所示。由图7(b)可知,此时可以很好地实现恒流输出。另外,从图7可以看出,在低耦合的 ICPT 系统中,为了实现较大电流输出,需要提高输入电压,同时系统工作频率的提高会减小输出电流。

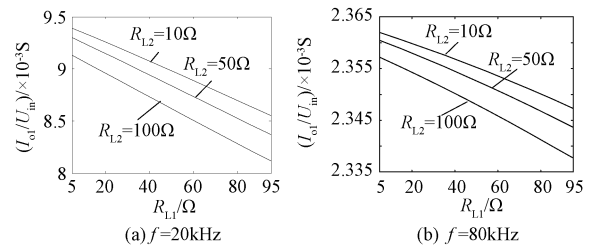


图7 电流增益随负载变化曲线

Fig. 7 Curves of output current gain with R

5.2 恒压输出模式下系统特性分析

5.2.1 系统传输效率

对于图5所示电路,当副边补偿电路处于恒压输出模式时,系统输出功率如式(22)所示,传输网络总损耗可以表示为:

$$P_{\text{loss}} = |I_{s1}|^2 R_{s1} + |I_{s2}|^2 R_{s2} + 2|I_p|^2 R_p + |I_{in}|^2 R_L \quad (26)$$

传输效率为:

$$\eta = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{out}} + P_{\text{loss}}} = 1 / (1 + \frac{P_{\text{loss}}}{P_{\text{out}}})$$

$$= 1 / (1 + \frac{|I_{s1}|^2 R_{s1} + |I_{s2}|^2 R_{s2} + \frac{2|I_p|^2 R_p + |I_{in}|^2 R_L}{|I_{o1}|^2 R_{L1} + |I_{o2}|^2 R_{L2}})$$

$$(27)$$

式中

$$I_{s1} = I_{o1}, I_{s2} = I_{o2}, I_{o2} = \frac{R_{s1} + R_{L1}}{R_{s2} + R_{L2}} I_{o1}, I_p = \frac{R_{L1} + R_{s1}}{j\omega M} I_{o1}$$

$$I_{in} = \frac{2R_p C_p (R_{L1} + R_{s1})}{M} I_{o1} + \omega^2 M C_p (I_{o1} + I_{o2})$$

当其余参数不变,在 $f = 20\text{kHz}$ 、 $k = 0.2$ 时,由式(27)可得传输效率与负载电阻的关系曲线,如图8(a)所示。由图8(a)可知,传输效率随着负载阻值的增大呈现下降趋势。其中,在负载阻值很小时,随着负载阻值的增大,传输效率急剧下降;在负载阻值较大时,传输效率减小速度变缓。在恒压输出模式下,系统在重载时可以获得较大传输效率,接近90%,而在轻载时传输效率较低,只有40%左右。

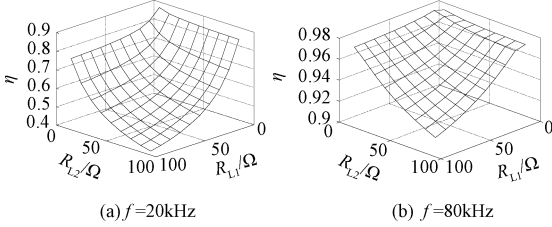


图8 LCL-LC 补偿时 η 与 R_{L1} 、 R_{L2} 关系曲线

Fig. 8 Curves of η with R_{L1} and R_{L2} under LCL-LC compensation

由式(27)可知,在轻载模式下,可以通过提高系统工作频率来获得较大的传输效率。 $f = 80\text{kHz}$ 时的恒压输出模式效率曲线如图8(b)所示。由图8(b)可知,相比于图8(a),此时在较大的负载范围内传输效率都有明显增加,轻载情况下效果更为明显。例如, $R_{L1} = R_{L2} = 90\Omega$ 时传输效率从40%左右增加到了91%,说明在轻载情形下提高工作频率可以更高效地传输能量。

5.2.2 负载恒压特性分析

当考虑元件寄生参数时,输出电压增益为:

$$\frac{U_o}{U_{in}} = R_{L1} / [(j\omega 2L_{p1} + 2R_p) \frac{R_{L1} + R_{s1}}{j\omega M} - j\omega M \cdot (1 + \frac{R_{s1} + R_{L1}}{R_{s2} + R_{L2}}) + \frac{2R_p C_p (R_{L1} + R_{s1})}{M} + \omega^2 M C_p + \omega^2 M C_p \frac{R_{s1} + R_{L1}}{R_{s2} + R_{L2}}]$$

$$(28)$$

根据式(28)可得电压增益随负载电阻变化曲线,如图9所示。由图9可以看出,在耦合系数较低时,随着负载电阻的增加,电压增益逐渐增大。在 $10\Omega < R_{L1} < 100\Omega$ 时,电压变化量小于 $2.5 \times 10^{-3} U_{in}$,可以近似认为具有恒压特性,即耦合线圈以及补偿电感内阻带来的影响可以忽略。在负载电阻 R_{L2} 较大时,随着负载的增加,电压增益增加速度变得缓慢,可以近似认为不变,表明在较大负载电阻时,系统具有更好的恒压特性。

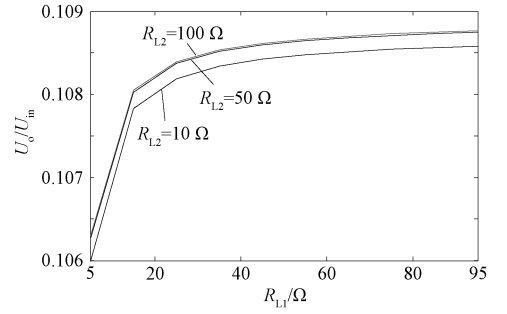


图9 电压增益随负载电阻变化曲线

Fig. 9 Curves of output voltage gain with R

5.3 恒流恒压输出模式下系统特性分析

5.3.1 系统传输效率分析

当系统同时处于恒流与恒压输出模式时,例如负载 R_{L1} 输出恒流, R_{L2} 输出恒压,此时系统输出功率如式(22)所示,网络总损耗为:

$$P_{\text{loss}} = |I_{L1}|^2 R_1 + |I_{s1}|^2 R_{s1} + |I_{o2}|^2 R_{s2} + \frac{2|I_p|^2 R_p + |I_{in}|^2 R_L}{(29)}$$

因此,传输效率表达式为:

$$\eta = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{out}} + P_{\text{loss}}} = 1 / (1 + \frac{|I_{L1}|^2 R_1 + |I_{s1}|^2 R_{s1} + |I_{o2}|^2 R_{s2} + \frac{2|I_p|^2 R_p + |I_{in}|^2 R_L}{|I_{o1}|^2 R_{L1} + |I_{o2}|^2 R_{L2}})$$

$$(30)$$

式中

$$I_{s2} = I_{o2} = [\frac{-2\omega^2 C_1^2 R_1^2 R_{L1} - 2R_1}{(1 + j2\omega R_1 C_1)(R_{s2} + R_{L2})} + \frac{j(4\omega R_1^2 C_1 + \omega C_2 R_1 R_{L1} + 2\omega L_1)}{(1 + j2\omega R_1 C_1)(R_{s2} + R_{L2})}] I_{o1}$$

其余参数与式(27)中参数相同。

根据式(30)可得恒流恒压输出模式下不同负载时的传输效率曲线,如图10所示。由图10可知,当 R_{L1} 处于恒流充电模式, R_{L2} 处于恒压充电模式,即 R_{L1}

取值较小而 R_{L2} 取值较大时,系统传输效率较低。同上所述,为了提高传输效率,可以适当增加逆变频率。

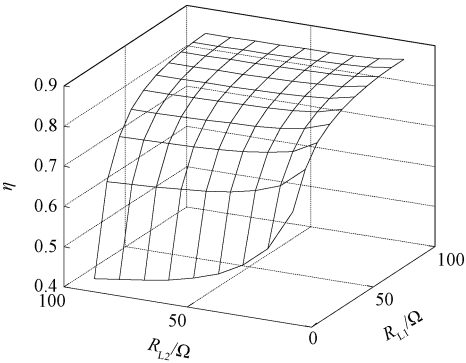


图 10 LCL-LC/LCL 补偿时 η 与 R_{L1} 、 R_{L2} 关系曲线
Fig. 10 Curves of η with R_{L1} and R_{L2} under LCL-LC/LCL compensation

5.3.2 负载恒流恒压特性分析

当系统处于恒流恒压充电模式时,逆变输出电压可以表示为:

$$U_{in} = (j\omega L + R_L) [j2\omega C_p R_p I_p + \omega^2 M C_p (I_{s1} + I_{o2})] + I_p (j\omega 2L_{p1} + 2R_p) - j\omega M (I_{s1} + I_{o2}) \tag{31}$$

联立式(24)、式(31)可得输出电流增益随负载电阻变化曲线,如图 11 所示。由图 11 可知,当 R_{L2} 取值分别为 10Ω 、 50Ω 以及 100Ω 时,负载 R_{L1} 的电流增益曲线随着负载电阻的增加而逐渐减少且基本重合,说明 R_{L2} 对 R_{L1} 输出电流影响较小。相比于图 7(a),恒流恒压输出模式中的电流变化量小于恒流输出模式下的电流变化量,恒流输出效果更好。

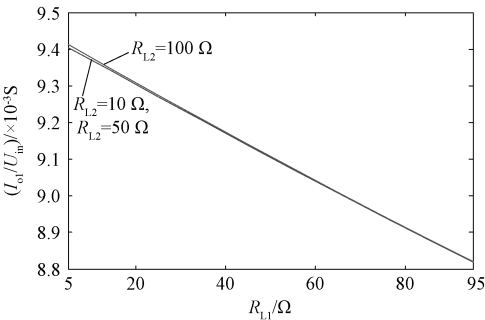


图 11 恒流恒压输出模式下电流增益随负载变化曲线
Fig. 11 Curves of output current gain with R under constant current and constant voltage output model

恒流恒压输出模式下的电压增益可以表示为:

$$\frac{U_{o2}}{U_{in}} = \frac{1}{j\omega (LI_{in} + 2L_{p1}I_p - MI_{s1} - MI_{o2})} +$$

$$\frac{1}{I_{in}R_L + 2I_pR_p} \tag{32}$$

根据式(32)可得输出电压增益曲线,如图 12 所示。由图 12 可知,恒流恒压输出模式下的恒压输出特性与恒压输出模式的输出特性相一致,即系统在轻载时可以获得更好的恒压输出。

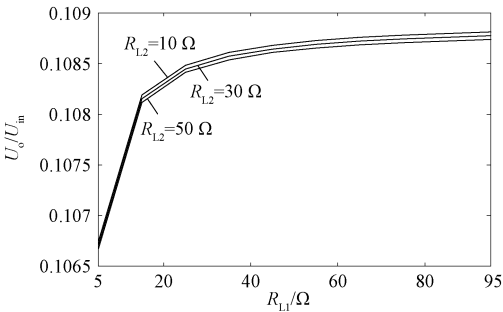


图 12 恒流恒压输出模式下电压增益随负载变化曲线
Fig. 12 Curves of output voltage gain with R under constant current and constant voltage output model

6 实验验证

为了验证理论分析的正确性,搭建图 3 所示混合补偿拓扑样机,通过负载切换来模拟电动汽车储能电池充电过程中等效电阻变化。系统主要参数如表 2 所示。其中, k_1 、 k_2 代表支路 1 与支路 2 的耦合线圈互感系数, $U_{dc} = 100V$, 逆变全桥功率 MOSFET 管选择 FDP2710, 整流二极管选择 MBR20200CT, 滤波电容 $C_f = 470\mu F$ 。

表 2 实验参数

Tab.2 Experimental parameters

参数	数值	参数	数值	参数	数值
f/kHz	80	$L_{s1}/\mu H$	69.2	$L_{s2}/\mu H$	78.4
$L/\mu H$	132	$L_1/\mu H$	36	$L_2/\mu H$	39.5
$L_{p1}/\mu H$	74	C_1/nF	55	C_3/nF	50
$L_{p2}/\mu H$	60	C_2/nF	55	C_4/nF	50
C_p/nF	30	k_1	0.3	k_2	0.31

恒压输出模式下,负载突变时系统输出电压、电流波形如图 13 所示。其中 R_1 由 50Ω 突变到 100Ω ,负载 R_2 由 100Ω 突变到 200Ω 。由图 13 可知,在初始时刻,负载 R_1 和 R_2 输出电压基本相同,都可以稳定在 $15V$ 左右。在负载突变过程中,输出电压会有所上升,在负载变化范围较大时输出电压增加更为明显。这主要由以下两个原因引起:①存在参数误差以及寄生参数影响;②整流滤波电路在轻载情况下输出电压会随电阻变大而增加。但是在

实际系统中,等效负载电阻并不会出现大范围的波动,在一定的负载电阻范围内仍然具有较好的恒压输出特性,可以满足电池电压充电需求。

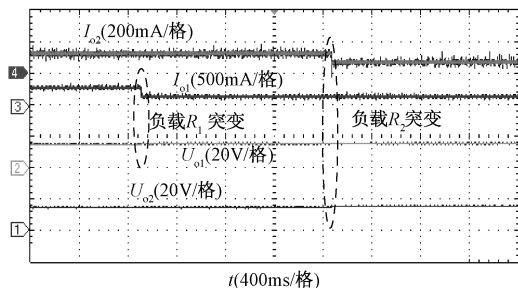


图 13 恒压输出模式负载动态变化时输出电压、电流波形

Fig. 13 Output voltage and current waveforms under dynamic load in constant voltage output model

当系统处于恒流输出时的系统输出电压、电流波形如图 14 所示。其中 R_1 由 2Ω 突变到 5Ω , 负载 R_2 由 5Ω 突变到 10Ω 。由图 14 可知,与恒压输出模式相同,负载相互独立,输出恒流。在负载突变前后,负载 R_1 与 R_2 输出电流都可以稳定在 0.3A 左右,说明系统可以实现变负载情况下的恒流输出。

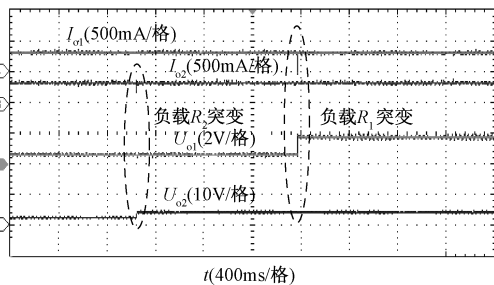


图 14 恒流输出模式负载动态变化时输出电压、电流波形

Fig. 14 Output voltage and current waveforms under dynamic load in constant current output model

图 15 为负载 R_1 处于恒流输出模式,负载 R_2 处于恒压输出模式下负载突变时系统输出电压、电流波形。其中 R_1 由 5Ω 突变到 10Ω , 负载 R_2 由 50Ω 突变到 100Ω 。由图 15 可知,输出电压相比于恒压输出模式下有所降低,与图 9、图 12 中相同,即相较于恒压输出模式,恒流恒压输出模式下的输出电压在负载电阻 R_1 较小而 R_2 较大时取值较小。在负载突变时,系统可以维持恒流与恒压输出。

为了实现副边电路的独立控制,需要保证原边线圈电流不变,图 16 为系统处于恒流恒压输出模式下的原边线圈电流波形。由图 16 可知,在负载突变过程中,原边电流 I_p 不会发生变化。

当原边电路采用 LCL 补偿时,逆变输出电流会

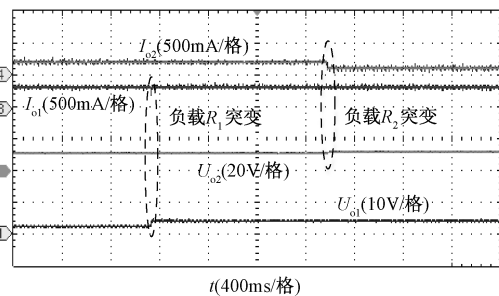


图 15 恒流恒压输出模式负载突变时输出电压、电流波形

Fig. 15 Output voltage and current waveforms under dynamic load in constant current and voltage output model

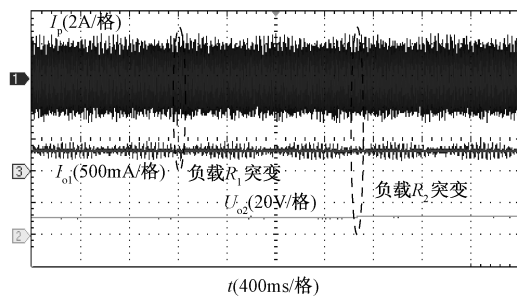


图 16 负载突变时原边线圈电流波形

Fig. 16 Current waveform of primary coil at changing loads

出现畸变,恒流恒压输出模式下的逆变输出电压、电流波形如图 17 所示。在实际系统中,可以在 LCL 补偿槽与逆变全桥中间增加带通滤波器来降低谐波影响从而提高传输效率。

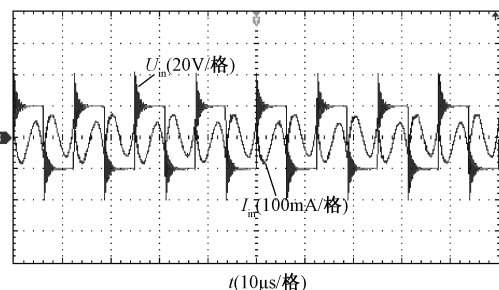


图 17 恒流恒压输出模式逆变输出电压、电流波形

Fig. 17 Waveforms of inverter output voltage and current in constant current and voltage output model

不同输出模式下传输效率随负载 R_1 、 R_2 变化情况如表 3 所示。恒压输出模式下,随着负载电阻的增加,传输效率呈下降趋势;恒流输出模式下,在负载电阻较小时,传输效率随着负载电阻的增加变化较大,而在负载电阻较大时,传输效率增加较为缓慢;恒流恒压输出模式时,随着负载电阻的增加,传

输效率同样呈上升趋势,但是增加较为缓慢。

表 3 传输效率

Tab.3 Transmission efficiency			
模式	R_1/Ω	R_2/Ω	$\eta(\%)$
恒流输出模式	5	10	72.71
	15	20	84.43
	25	30	90.22
	35	40	91.12
	45	50	91.83
恒压输出模式	45	40	92.73
	55	50	91.87
	65	60	91.01
	75	70	90.16
	85	80	89.3
恒流恒压输出模式	5	40	91.12
	15	50	91.11
	25	60	91.44
	35	70	91.89
	45	80	92.35

7 结论

本文针对多电动汽车的恒流、恒压无线充电系统进行了研究,设计了一种基于 LCL-LC/LCL 混合补偿的无线充电系统,通过实验验证得出以下结论:

- (1)系统负载之间互不影响,可以独立工作,同时具有较好的恒流恒压输出效果。
- (2)在恒流或者恒压输出模式下,系统在重载情况下具有较高效率,而在恒流恒压输出模式下,负载电阻取值较大时可以获得更高传输效率。

参考文献 (References):

[1] 陈清泉, 孙逢春, 祝嘉光 (Chen Qingquan, Sun Fengchun, Zhu Jiaguang). 现代电动汽车技术 (Modern electric vehicle and technology) [M]. 北京: 北京理工大学出版社 (Beijing: Beijing Institute of Technology Press), 2002.

[2] 齐晓琳, 艾欣, 唐亮, 等 (Qi Xiaolin, Ai Xin, Tang Liang, et al.). 商业大楼中的电动汽车与温控负荷联合优化调度 (Joint optimal dispatch of electric vehicles and thermostatically-controlled loads in commercial buildings) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2017, 36 (4): 51-58.

[3] 佟蕾, 田崔钧, 高申, 等 (Dong Lei, Tian Cuijun, Gao Shen, et al.). 电动汽车用动力电池对比测试分析 (Standard comparison test and analysis of electric ve-

hicle power battery) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2017, 36 (4): 71-75.

[4] 赵争鸣, 刘方, 陈凯楠 (Zhao Zhengming, Liu Fang, Chen Kainan). 电动汽车无线充电技术研究综述 (New progress of wireless charging technology for electric vehicles) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2016, 31 (20): 30-40.

[5] Papastergiou K D, Macpherson D E. An airborne radar power supply with contactless transfer of energy - Part I: Rotating transformer [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54 (5): 2874-2884.

[6] Xun L, Hui S Y. Simulation study and experimental verification of a universal contactless battery charging platform with localized charging features [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22 (6): 2202-2210.

[7] Chen Q H, Wong S C, Tse C K, et al. Analysis, design and control of a transcutaneous power regulator for artificial hearts [J]. IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, 2009, 3 (1): 23-31.

[8] 廖金华, 李建黎 (Liao Jinhua, Li Jianli). 铅酸蓄电池充电技术综述 (A review of charging technologies for lead-acid batteries) [J]. 蓄电池 (Chinese Labat Man), 2010, 47 (3): 132-135.

[9] Qu X, Han H, Wong S C, et al. Hybrid IPT topologies with constant current or constant voltage output for battery charging applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30 (11): 6329-6337.

[10] 陈国东 (Chen Guodong). 非接触电能传输系统恒流技术研究 (Study on current stability technology of contactless power transmission system) [D]. 重庆: 重庆大学 (Chongqing: Chongqing University), 2008.

[11] 戴欣, 曹伟华, 孙跃 (Dai Xin, Cao Weihua, Sun Yue). 非接触电能传输系统恒流充电控制方法研究 (Study on constant charging current charging control of contaceless power transfer systems) [J]. 电子科技大学学报 (Journal of University of Electronic Science and Technology of China), 2013, 42 (1): 81-86.

[12] 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.

[13] 董纪清, 杨上苹, 黄天祥, 等 (Dong Jiqing, Yang Shangping, Huang Tianxiang, et al.). 用于磁耦合谐振式无线电能传输系统的新型恒流补偿网络 (Novel constant current compensation network for magnetically-coupled resonant wireless power transfer system) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2015,

- 35 (17): 4468-4476.
- [14] 黄晓生, 陈为 (Huang Xiaosheng, Chen Wei). 用于磁感应耦合式电能传输系统的新型补偿网络 (A novel compensation network for ICPT systems) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2014, 34 (18): 3020-3026.
- [15] Zhang W, Wong S C, Tse C K, et al. Load-independent current output of inductive power transfer converters with optimized efficiency [A]. 2014 International Power Electronics Conference [C]. Hiroshima, Japan, 2014. 1425-1429.
- [16] 韩建辉, 张威, 赵立志, 等 (Han Jianhui, Zhang Wei, Zhao Lizhi, et al.). 基于空心螺线管互感耦合的能量传输效率研究 (Research on energy transmission efficiency based on air-core solenoid mutual inductance coupling) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2014, 33 (10): 28-32.
- [17] 韩洪豆, 曲小慧, Wong Siuchung, 等 (Han Hongdou, Qu Xiaohui, Wong Siuchung, et al.). 基于恒流源补偿网络的电磁感应式非接触能量传输的 LED 驱动电路 (An inductive-power-transferred LED driver with constant-current compensation tanks) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2015, 35 (20): 5286-5292.
- [18] 夏晨阳, 贾娜, 庄裕海, 等 (Xia Chenyang, Jia Na, Zhuang Yuhai, et al.). 动态负载 ICPT 系统稳频稳压特性研究 (Research on stable frequency voltage character of ICPT system with dynamic load) [J]. 电机与控制学报 (Electric Machines and Control), 2013, 17 (8): 50-56.
- [19] 侯佳, 陈乾宏, 严开沁, 等 (Hou Jia, Chen Qianhong, Yan Kaiqin, et al.). 新型 S/SP 补偿的非接触谐振变换器分析与控制 (Analysis and control of S/SP compensation contactless resonant converters) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2013, 33 (33): 1-8.
- [20] 孙跃, 张欢, 唐春森, 等 (Sun Yue, Zhang Huan, Tang Chunsen, et al.). LCL 型非接触电能传输系统电路特性分析及参数配置方法 (Circuit characteristic analysis and parameter configuration method of LCL type contactless power transfer system) [J]. 电力系统自动化 (Automation of Electric Power Systems), 2016, 40 (8): 103-107.
- [21] 邹爱龙, 王慧贞, 华洁 (Zou Ailong, Wang Huizhen, Hua Jie). 基于 LCL 补偿的多负载移动式感应非接触电能传输系统 (The movable ICPT system with multi-loads based on the LCL compensation circuit) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2014, 34 (24): 4000-4006.
- [22] 夏晨阳, 陈国平, 任思源, 等 (Xia Chenyang, Chen Guoping, Ren Siyuan, et al.). 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 (Wireless power transfer system using composite resonant network for constant-current power supply of load) [J]. 电力系统自动化 (Automation of Electric Power Systems), 2017, 41 (2): 46-52.
- [23] Auvigne C, Germano P, Ladas D, et al. A dual-topology ICPT applied to an electric vehicle battery charger [A]. 2012 International Conference on Electrical Machines [C]. Marseille, France, 2012. 2287-2292.
- [24] 张辉, 王焕民, 李宁, 等 (Zhang Hui, Wang Huanmin, Li Ning, et al.). 电动汽车无线充电混合补偿拓扑电路分析 (Analysis on hybrid compensation topology circuit for wireless charging of electric vehicles) [J]. 电力系统自动化 (Automation of Electric Power Systems), 2016, 40 (16): 71-75.
- [25] 麦瑞坤, 陈阳, 张友源, 等 (Mai Ruikun, Chen Yang, Zhang Youyuan, et al.). 基于变次级补偿参数的感应式无线充电系统研究 (Study on secondary compensation capacitor alteration based IPT charging system) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2017, 37 (11): 3263-3269.
- [26] Dai Xin, Li Weiyi, Li Yanling, et al. Improved LCL resonant network for inductive power transfer system [A]. 2015 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies [C]. Daejeon, Korea, 2015. 1-5.
- [27] Voglitsis D, Tsengenes G, Bauer P, et al. Inductive power transfer system with improved characteristics [A]. 2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia [C]. Seoul, Korea, 2015. 1673-1677.
- [28] 刘溯奇, 谭建平, 薛少华, 等 (Liu Suqi, Tan Jianping, Xue Shaohua, et al.). 多负载无线电能传输系统耦合机理特性分析 (Analysis on coupling mechanism characteristics of multi-load wireless power transmission system) [J]. 电力系统自动化 (Automation of Electric Power Systems), 2016, 40 (18): 84-90.
- [29] 雷阳, 张剑韬, 宋凯, 等 (Lei Yang, Zhang Jiantao, Song Kai, et al.). 多负载无线电能传输系统的稳定性分析 (Stability analysis of multi-load inductively coupled power transfer system) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2015, 30 (S1): 187-192.
- [30] Chen Qianhong, Wong Siu Chung, Tse Chi K, et al. Analysis, design and control of a transcutaneous power regulator for artificial hearts [J]. IEEE Transactions on Bio-

medical Circuits and Systems, 2009, 3 (1): 23-31.

- [31] Joung G B, Cho B H. An energy transmission system for an artificial heart using leakage inductance compensation of transcutaneous transformer [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1998, 13 (6): 1013-1022.

- [32] 周成虎, 瓮嘉民, 陈冰洋, 等 (Zhou Chenghu, Weng Jiamin, Chen Bingxiang, et al.). 电动汽车无线反馈非接触充电电路设计 (Contactless charging circuit with wireless feedback for electric vehicle) [J]. 电力电子技术 (Power Electronics), 2012, 46 (5): 20-21.

Characteristic analysis of constant current and voltage wireless charging system for multi-electric vehicles based on LCL-LC/LCL hybrid compensation

HOU Chun¹, ZHU Wang², SHUI Heng-qi², YU Dong-sheng², XIA Zheng-long³

(1. Department of Electrical Engineering, Jiangsu College of Safety Technology, Xuzhou 221011, China;

2. School of Electrical and Power Engineering, China University of Mining and Technology,

Xuzhou 221116, China; 3. School of Electrical Engineering and Automation,

Jiangsu Normal University, Xuzhou 221116, China)

Abstract: In order to stabilize the output current and voltage of wirelessly charging circuit of electric vehicles, a hybrid compensation circuit (LCL-LC/LCL) capable of achieving the transition from constant current to constant voltage is designed by switching the secondary side compensation topology. This novel hybrid compensation circuit can realize not only stable output current and voltage independent of load variations, but also resistive input impedance. Firstly, the requirements of constant current or voltage output and ZPA of T compensation circuit are derived. Then, the equivalent circuit model of constant current and constant voltage hybrid compensation of multi-electric vehicles is established, the realization method of hybrid compensation topology and parameters configuration are presented, and the hybrid compensation topology is improved to reduce the number of switches. The energy transfer efficiency is theoretically deduced and the relationships between the transfer efficiency in terms of load resistance are analyzed under different output modes. In addition, the circuit characteristics in terms of loads are studied as well. Experimental results show that different loads can work independently and can realize constant current or constant voltage output under variable load.

Key words: wireless power transmission; constant current or voltage output; unit power factor input; hybrid compensation