

DOI: 10.13382/j.jemi.B2408076

双边 LCC 无线充电系统 ZVS 参数优化 *

刘春喜 常洪赫 孙小鹏 李 磊

(辽宁工程技术大学电气与控制工程学院 葫芦岛 125105)

摘要:为提高双边LCC补偿无线充电系统的效率,提出一种通过优化补偿元件参数使逆变器在恒流、恒压双模式均实现零电压开关(zero-voltage switch,ZVS)的参数优化方法。首先,采用基尔霍夫定理对双边LCC补偿拓扑进行建模,分析系统在零相位角条件下实现与负载无关的恒流、恒压输出条件;其次,提出一种双模式参数协同优化策略:引入扰动系数,定量分析补偿元件在双模式下参数扰动对系统等效输入阻抗虚部的影响趋势,筛选在双模式均能使等效阻抗呈现弱感性的元件,依据此筛选结果,给出系统在恒流、恒压双模式均实现零电压开关的参数优化方法,从而实现双模式ZVS;最后,搭建双边LCC补偿无线充电系统仿真模型与输入电压15 V的实验样机进行验证。结果表明,系统具有与负载无关的恒流、恒压输出能力,优化后系统逆变器在双模式均能实现零电压开关,系统最大效率可达91.31%,较传统单模式参数优化方法效率提升1%~1.1%,验证了所提参数优化方法的有效性。

关键词:双边LCC;无线充电;恒流;恒压;零电压开关;零相位角

中图分类号:TM724;TN98 **文献标识码:**A **国家标准学科分类代码:**470. 40

ZVS parameter optimization of double-sided LCC wireless charging system

Liu Chunxi Chang Honghe Sun Xiaopeng Li Lei

(Faculty Of Electrical and Control Engineering, Liaoning Technical University, Huludao 125105, China)

Abstract: In order to improve the efficiency of the double-sided LCC compensation wireless charging system, a parameter optimization method is proposed to realize the zero-voltage switching of the inverter in both constant current and constant voltage modes by optimizing the parameters of the compensation element. Firstly, the double-sided LCC compensation topology is modeled by Kirchhoff's theorem, and the constant current and constant voltage output conditions independent of the load are analyzed under the condition of zero phase angle. Secondly, a dual-mode parameter collaborative optimization strategy is proposed: the disturbance coefficient is introduced to quantitatively analyze the influence trend of the parameter disturbance of the compensation element on the imaginary part of the equivalent input impedance of the system in the dual-mode, and the components that can make the equivalent impedance show weak inductance in the dual-mode are screened. Based on this screening result, the parameter optimization method of the system to achieve zero voltage switching in both constant current and constant voltage dual modes is given, so as to realize dual-mode ZVS. Finally, a simulation model of the double-sided LCC compensation wireless charging system and an experimental prototype with an input voltage of 15 V are built for verification. The results show that the system has a constant current and constant voltage output capability independent of the load. The optimized system inverter can achieve zero voltage switching in both modes. The maximum efficiency of the system can reach 91.31%, which is 1% ~ 1.1% higher than the efficiency of the traditional single-mode parameter optimization method, which verifies the effectiveness of the proposed parameter optimization method.

Keywords:double-sided LCC; wireless charging system; constant current; constant voltage; zero-voltage switching; zero phase angle

0 引言

随着现代电力电子设备的快速发展,磁耦合谐振式无线电能传输(magnetic coupling resonant wireless power transmission, MCR-WPT)技术因其便捷性^[1]、安全性^[2]、无接触损耗^[3]等优势而受到广泛关注^[4]。在众多无线充电系统中,双边 LCC 补偿的无线充电系统展现出了更加稳定的性能特点^[5],在提高传输效率和实现稳定输出等方面较其他单谐振补偿电路具有更加显著的优势^[6]。当前无线充电技术普遍存在对电池充电效率低、传输不稳定^[7]等问题,双边 LCC 无线充电系统通过实现零相位角条件下的恒流、恒压输出能够满足电池先恒流后恒压的充电需求,使系统的电磁兼容性得到改善,延长电池寿命并增强传输的稳定性^[8-9]。但是当系统工作在零相位角条件下,等效阻抗为纯阻性,较难实现软开关技术中的零电压开关(zero-voltage switch, ZVS)^[10],影响充电效率。为此,系统等效阻抗须呈弱感性,使高频逆变器开关管实现 ZVS 以提高无线充电系统效率^[11-12]。目前的研究中,对于无线充电系统逆变电路实现 ZVS 主要有 3 种方式:调整电路结构^[13]、添加控制电路^[14-15]、优化补偿参数^[16-17]。由于双边 LCC 属于高阶拓扑,调整电路结构与添加控制电路会额外增加损耗与成本,相比之下,通过优化补偿元件参数实现逆变电路开关管 ZVS 更加容易且经济。

双边 LCC 无线充电系统在恒流模式与恒压模式实现 ZVS 是一个难题,国内外展开了很多研究。文献[17]首次提出了双边 LCC 无线充电系统,分析了其可借助频率的切换,实现与负载无关的恒流、恒压输出,通过优化补偿元件参数能够实现单一固定模式下的逆变器软开关,但未对双模式切换下的适用性进行分析。文献[18]对双边 LCC 无线充电系统不同耦合系数与输出电压对系统的影响进行研究,仅得到了恒流模式下补偿元件参数与实现 ZVS 条件之间的定量关系,未得到恒压模式下的定量关系。文献[19]通过定义能量传递系数,论述双边 LCC 无线充电系统的 ZVS 工作区域,得到了恒流模式下补偿元件的优化方法,但未对恒压模式下的适用性进行研究。文献[20]分析了双边 LCC 无线充电系统在恒压模式下能够通过调整补偿电容实现 ZVS,但是未对该方法在恒流模式实现 ZVS 的可行性进行探讨。文献[21]提出了一种基于双边 LCC 无线充电系统频率和死区时间的参数优化控制策略,通过实时调整参数实现了单一模式下的 ZVS,但却未对两种工作模式切换下 ZVS 实现条件进行分析。文献[22]结合双边 LCC 全桥和半桥的谐波时域模型,根据负载的切换,提出了一种混合控制优化方案,能够实现恒压模式下宽电压等级 ZVS,

但对该方案在两种工作模式切换时是否适用未做研究,且文献[21-22]采用的实时闭环控制策略相较于优化补偿元件参数,会因高频信号干扰以及响应时间等因素而变得繁杂,难以达成实时控制。上述研究仅针对双边 LCC 无线充电系统处于单一工作模式(恒流或恒压)实现 ZVS 的方法展开探讨,尚未出现使双边 LCC 无线充电系统在两种模式切换下同时实现 ZVS 的相关研究。

本文依据对补偿元件进行参数优化,提出适用于双边 LCC 无线充电系统在双模式切换下同时实现 ZVS 的参数优化方法,突破了传统单模式优化的局限性。分析系统在恒流、恒压两种模式均实现零相位角的条件,采用控制变量思想,计算与观察补偿元件经扰动后对系统等效阻抗虚部的影响,解决双模式不同频率下等效阻抗弱感性的协同问题,确保系统实现 ZVS 的同时能够最大化减少无功损耗,相较于传统单模式优化补偿元件参数实现 ZVS 能够提高充电效率。

1 双边 LCC 无线充电系统恒流、恒压实现

1.1 系统拓扑结构和数学模型

双边 LCC 补偿无线充电系统由逆变电路、补偿电路、耦合线圈和整流电路组成,如图 1 所示。 U_{dc} 为直流电压源,高频全桥逆变器由 MOS 管 $S_1 \sim S_4$ 组成,其体二极管分别为 $SD_1 \sim SD_4$ 。全桥整流电路由二极管 $D_1 \sim D_4$ 组成, R' 为电池的等效负载, C_0 为滤波电容。原边侧的补偿元件包括串联补偿电感 L_{fl} 、并联补偿电容 C_{fl} 和串联补偿电容 C_1 。副边侧的补偿元件包括串联补偿电感 L_{f2} 、并联补偿电容 C_{f2} 和串联补偿电容 C_2 。 L_1 、 L_2 分别为发射线圈和接收线圈的自感, M 为发射线圈与接收线圈之间的互感,其与线圈耦合系数 k 的关系与 L_1 、 L_2 的数值有关,如式(1)所示。 I_{fl} 为谐振网络输入电流; I_{f2} 为谐振网络输出电流,其与整流器输出电流 I_{f2} 的关系如式(2)所示。

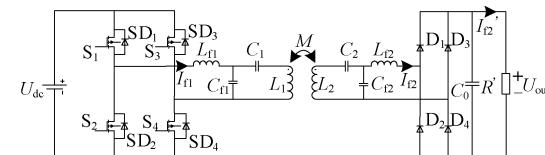


图 1 双边 LCC 无线充电系统

Fig. 1 Double-sided LCC wireless charging system

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (1)$$

$$I_{f2} = \frac{\sqrt{2} \pi}{4} I'_{f2} \quad (2)$$

双边 LCC 补偿基于图 1 的互感模型等效电路如图 2 所示^[23]。 U_1 为谐振网络输入电压,其与直流输入电压

U_{dc} 的关系如式(3)所示; U_2 为谐振网络输出电压; R 为等效电阻, 其与负载电阻 R' 的关系如式(4)所示; I_1 为流经发射线圈电流; I_2 为流经接收线圈电流。其他补偿元件与电流名称不变。

$$U_1 = \frac{4}{\sqrt{2}\pi} U_{dc} \quad (3)$$

$$R = \frac{8}{\pi^2} R' \quad (4)$$

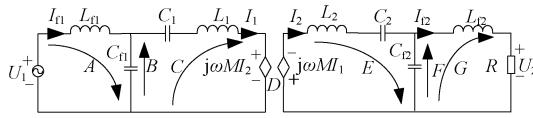


图 2 双边 LCC 互感模型等效电路

Fig. 2 Double-sided LCC mutual inductance model equivalent circuit diagram

由图 2 可知, 将原副边各支路的等效阻抗以式(5)的形式代替, 箭头方向为 A, B, C, D, E, F, G 正方向。

$$\begin{aligned} A &= j\omega L_{fl} + 1/(j\omega C_{fl}) \\ B &= -1/(j\omega C_{fl}) \\ C &= 1/(j\omega C_{fl}) + j\omega L_1 + 1/(j\omega C_1) \\ D &= -j\omega M \\ E &= 1/(j\omega C_{12}) + j\omega L_2 + 1/(j\omega C_2) \\ F &= -1/(j\omega C_{12}) \\ G &= j\omega L_{12} + 1/(j\omega C_{12}) \end{aligned} \quad (5)$$

依据基尔霍夫定律, 将双边 LCC 无线充电系统列写成式(6)所示的数学矩阵模型。

$$\begin{bmatrix} A & B & 0 & 0 \\ B & C & D & 0 \\ 0 & D & E & F \\ 0 & 0 & F & G + R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{fl} \\ I_1 \\ I_2 \\ I_{12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$I_{fl} = \frac{U_1 [D^2 G + F^2 C - CEG + R(D^2 + CE)]}{-B^2 F^2 + B^2 EG + D^2 AG + F^2 AC - ACEG + R(EB^2 + AD^2 - ACE)} \quad (14)$$

$$Z_{incc} = \frac{-B^2 F^2 + B^2 EG + D^2 AG + F^2 AC - ACEG + R(EB^2 + AD^2 - ACE)}{D^2 G + F^2 C - CEG + R(D^2 + CE)} \quad (15)$$

将式(12)与(13)代入式(15)可得:

$$Z_{incc} = \frac{1}{\omega_{ee}^6 C_{fl}^2 C_{12}^2 M^2 R} \quad (16)$$

由式(16)可知恒流模式系统的阻抗不含虚部, 证明了双边 LCC 无线充电系统能够自然实现零相位角条件下的恒流充电模式。

1.3 系统恒压实现条件

由式(8)可知, 当满足式(17)的条件时, 输出电流与负载电阻无关, 实现恒压充电。

定义跨导增益 G_{ee} 为流过等效电阻 R 的输出电流 I_{12} 与原边输入电压 U_1 的比值, 电压增益 G_{ev} 为等效电阻 R 的电压 U_2 与 U_1 的比值, 通过对式(6)进行计算, G_{ee} 与 G_{ev} 可简化为:

$$G_{ee} = (\varepsilon_1 R + \varepsilon_2)^{-1} \quad (7)$$

$$G_{ev} = G_{ee} R = (\varepsilon_1 + \varepsilon_2 R^{-1})^{-1} \quad (8)$$

式中:

$$\varepsilon_1 = \frac{EB^2 + AD^2 - ACE}{BDF} \quad (9)$$

$$\varepsilon_2 = \frac{-B^2 F^2 + EB^2 G + AGD^2 + ACF^2 - ACEG}{BDF} \quad (10)$$

1.2 系统恒流实现条件

由式(7)可知, 若要实现输出电流 I_{12} 与等效电阻 R 无关, 必须保证式(11)始终成立。

$$\varepsilon_1 = 0 \quad (11)$$

在上述条件的基础上, 若想保证电路在恒流模式实现零相位角状态, 还需要满足输入电压与输入电流之间相角差为零, 不受负载和耦合系数影响。当电路工作频率为谐振频率时, 原、副边补偿工作在完全谐振状态, 此时满足式(12)。

$$\begin{cases} A = 0 \\ C = 0 \\ E = 0 \\ G = 0 \end{cases} \quad (12)$$

对式(12)进行计算可知, 此时系统恒流模式谐振角频率 ω_{ee} 如式(13)所示。

$$\omega_{ee} = \frac{1}{\sqrt{L_{fl} C_{fl}}} = \frac{1}{\sqrt{L_{12} C_{12}}} = \sqrt{\frac{C_1 + C_{fl}}{L_1 C_1 C_{fl}}} = \sqrt{\frac{C_2 + C_{12}}{L_2 C_2 C_{12}}} \quad (13)$$

将式(5)代入式(6)可得 I_{fl} 为式(14), 此时电路的输入阻抗 Z_{incc} 如式(15)所示。

$$\varepsilon_2 = 0 \quad (17)$$

将式(1)、(5)、(10)代入式(17)可得:

$$k^2 L_1 L_2 [\omega_{ev}^4 L_{fl} L_{12} C_{fl} C_{12} - \omega_{ev}^2 (L_{fl} C_{fl} + L_{12} C_{12}) + 1] = 0 \quad (18)$$

系统工作频率 f 与角频率 ω 的数学关系为:

$$f = \frac{\omega}{2\pi} \quad (19)$$

将式(13)和(18)代入式(19)可得:

$$f_{cv} = \frac{f_{ce}}{\sqrt{1-k}} \quad (20)$$

系统在恒压充电模式下要保持在零相位角条件下运行,还需要使系统阻抗虚部为零,由式(6)可得恒压模式的系统阻抗 Z_{inv} 如式(21)所示。

$$Z_{inv} = R \frac{\varepsilon_2 \varepsilon_4 + \varepsilon_1 \varepsilon_3}{\varepsilon_4^2 R^2 + \varepsilon_3^2} + j \frac{\varepsilon_2 \varepsilon_3 - \varepsilon_1 \varepsilon_4 R^2}{\varepsilon_4^2 R^2 + \varepsilon_3^2} \quad (21)$$

式中:

$$\varepsilon_3 = \frac{D^2 G + C F^2 - C E G}{B D F} \quad (22)$$

$$\varepsilon_4 = \frac{D^2 - C E}{B D F} \quad (23)$$

在满足式(17)的基础上,再满足式(24)即可使 Z_{inv} 虚部为 0,且实部不为 0,确保在恒压充电模式下保持在零相位角下运行。

$$\begin{cases} \varepsilon_2 \varepsilon_4 + \varepsilon_1 \varepsilon_3 \neq 0 \\ \varepsilon_2 \varepsilon_3 - \varepsilon_1 \varepsilon_4 = 0 \end{cases} \quad (24)$$

综上所述,双边 LCC 无线充电系统在不同频率的恒流、恒压充电模式下,满足式(11)、(17)、(24),即可保持在零相位角状态运行,这一状态系统的等效输入阻抗虚部为 0。但由于电流电压相位相同,不利于实现 ZVS^[13],需要通过调整双边 LCC 拓扑的补偿元件参数,将等效阻抗调至弱感性,即电流相位滞后于电压相位,即可实现逆变器开关管的 ZVS。

2 参数优化设计

为解决传统单模式在模式切换时可能会发生的 ZVS 失效问题,与现有单模式参数优化方法不同,研究建立恒流-恒压双模式下的互感模型,通过扰动系数定量分析频率差异对阻抗的影响,提出适用于双模式的弱感性阻抗协同优化条件。

2.1 双模式参数协同优化策略

为实现双模式下等效阻抗均呈弱感性,定义扰动系数 a_n ($n=1,2,3,4,5,6$) 分别对应 $L_{f1}, C_{f1}, C_1, L_{f2}, C_{f2}, C_2$ 的

扰动幅度,为防止补偿元件过度扰动,产生过多的无功阻抗^[10],设 a_n 的扰动范围为各补偿元件理论参数的 ± 0.15 ,分析各元件扰动对系统等效阻抗虚部的影响,判定系统等效阻抗是否有向弱感性变动的趋势,过程中使用控制变量法,当一个补偿元件的扰动部分被 a_n 触发时,其他元件不发生扰动,筛选出双模式下均使等效阻抗呈弱感性的元件,并进行相应优化。

系统接收端反射到发射端的阻抗公式如式(25)所示。

$$Z_{re} = \frac{(\omega M)^2}{Z_2} \quad (25)$$

式中: Z_2 为系统接收端的等效阻抗。据图 2 可得:

$$Z_2 = E + F - \frac{F(F + G + R)}{G + R} \quad (26)$$

将式(5)、(26)代入式(25)可得系统反射阻抗 Z_{re} 如式(27)所示。

$$Z_{re} = \frac{-D^2}{E + F - \frac{F(F + G + R)}{G + R}} \quad (27)$$

根据图 2 并结合式(27)可得系统的初始等效输入阻抗 Z_{eq} 如式(28)所示,令其虚部为 β 。

$$Z_{eq} = A + B + \frac{-B \left[\frac{D^2}{E + F - \frac{F(F + G + R)}{G + R}} + B + C \right]}{\left[\frac{D^2}{E + F - \frac{F(F + G + R)}{G + R}} \right] + C} \quad (28)$$

设置 Z_{eq} 被各补偿元件参数对应 a_n 扰动后的值变为 Z_{eq}^* ,其虚部变为 β^* 。为研究 a_n 对 β 的影响,令 β^* 与 β 作差,得到 $\Delta\beta(a_n)$,为观察不同负载的影响,做出不同等效电阻 R 下的 $\Delta\beta(R, a_n)$,由式(28)可得 $\Delta\beta(R, a_n)$ 见式(29),当满足 $\Delta\beta(R, a_n) > 0$,系统呈感性趋势变化,相反,满足 $\Delta\beta(R, a_n) < 0$,系统呈容性趋势变化,如果满足 $\Delta\beta(R, a_n) = 0$,系统呈阻性趋势变化。

$$\Delta\beta(R, a_n) = \left| \text{Im} \left\{ a_n \cdot \left[A + B + \frac{-B \left[\frac{D^2}{E + F - \frac{F(F + G + R)}{G + R}} + B + C \right]}{\left[\frac{D^2}{E + F - \frac{F(F + G + R)}{G + R}} \right] + C} \right] \right\} - \text{Im} \left\{ A + B + \frac{-B \left[\frac{D^2}{E + F - \frac{F(F + G + R)}{G + R}} + B + C \right]}{\left[\frac{D^2}{E + F - \frac{F(F + G + R)}{G + R}} \right] + C} \right\} \right| \quad (29)$$

表 1 为系统各补偿元件参数对应的扰动情况,式(29)中各补偿元件对应表 1 中的扰动部分,在对应扰动情况发生时,由 a_n 触发扰动。设置恒流模式等效阻抗虚

部为 β_1^* ,恒压模式等效阻抗虚部为 β_2^* ,对应的不同负载下与原始阻抗的虚部差为 $\Delta\beta_1(R, a_n)$ 与 $\Delta\beta_2(R, a_n)$,具体的双模式参数优化协同策略流程如图 3 所示。

表 1 补偿元件扰动情况

Table 1 Compensation component disturbance

扰动情况	补偿元件名称	扰动系数 a_n	扰动部分
1	L_{fl}	a_1	$a_1 \cdot j\omega L_{\text{fl}}$
2	C_{fl}	a_2	$1/a_2 \cdot j\omega C_{\text{fl}}$
3	C_1	a_3	$1/a_3 \cdot j\omega C_1$
4	L_{12}	a_4	$a_4 \cdot j\omega L_{12}$
5	C_{12}	a_5	$1/a_5 \cdot j\omega C_{12}$
6	C_2	a_6	$1/a_6 \cdot j\omega C_2$

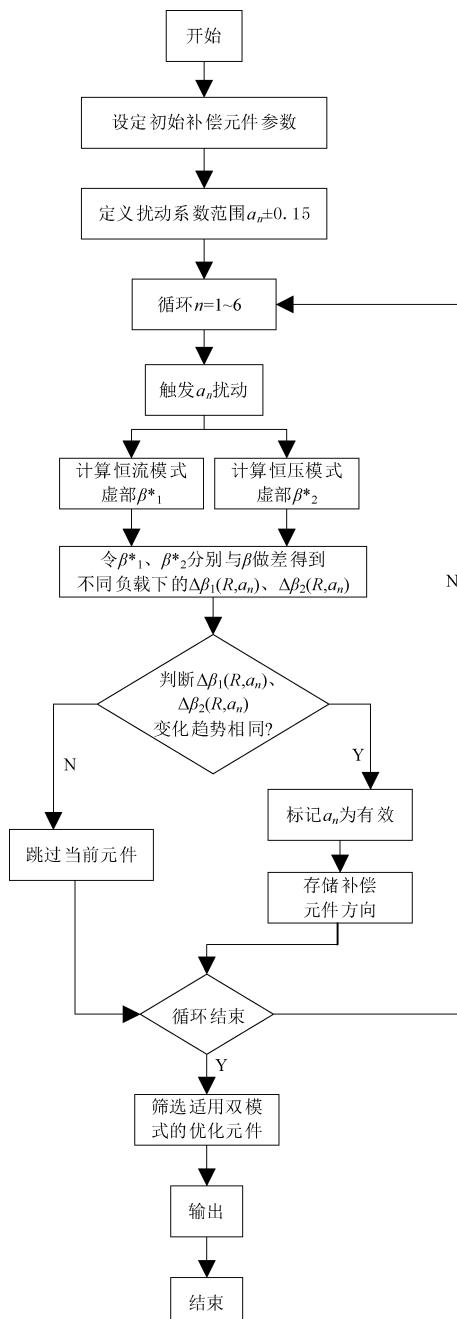


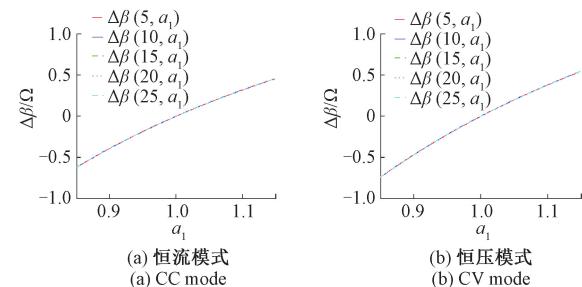
图 3 双模式参数协同优化策略流程

Fig. 3 Dual-mode parameter collaborative optimization strategy flow chart

2.2 双模式不同参数影响

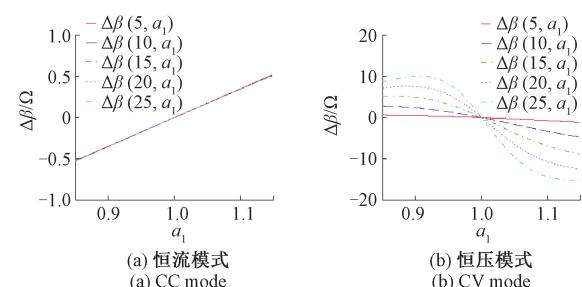
根据图 3 的优化策略流程得到补偿元件扰动后对 β 的影响如图 4(a)~(b) 所示。

L_{fl} 在恒流、恒压模式对 β 的影响情况分别如图 4(a) 与(b) 所示。伴随着 a_1 的递增, 两种模式下的 $\Delta\beta(R, a_1)$ 均相应增加。因此, L_{fl} 宜作系统的调整元件, 增大 L_{fl} 的值, 能够确保系统呈弱感性。

图 4 L_{fl} 对 β 的影响Fig. 4 The effect of L_{fl} on β

C_{fl} 在恒流、恒压模式对 β 的影响情况分别如图 5(a) 与(b) 所示。

在恒流模式下, 随着 a_2 的增加, $\Delta\beta(R, a_2)$ 逐渐增大。在恒压模式下, 随着 a_2 的增加, $\Delta\beta(R, a_2)$ 有整体下降的趋势, 且随着 R 的增大, 扰动带来的变化趋势更加明显。 $\Delta\beta(R, a_2)$ 在两种工作模式的变化趋势不同, 不宜作为系统的调整元件。

图 5 C_{fl} 对 β 的影响Fig. 5 The effect of C_{fl} on β

C_1 在恒流、恒压模式对 β 的影响情况分别如图 6(a) 与(b) 所示。

在恒流模式, 随着 a_3 的减小, $\Delta\beta(R, a_3)$ 增大。在恒压模式, 随着 a_3 的减小, $\Delta\beta(R, a_3)$ 依旧有着整体增大的趋势, 且随着 R 的增大, 扰动带来的变化趋势越明显。两种模式中 $\Delta\beta(R, a_3)$ 变化趋势相同, 因此 C_1 可作为系统调整元件。

L_{12} 在恒流、恒压模式对 β 的影响情况分别如图 7(a) 与(b) 所示。

在恒流模式, 随着 a_4 的增大, $\Delta\beta(R, a_4)$ 增大。在恒

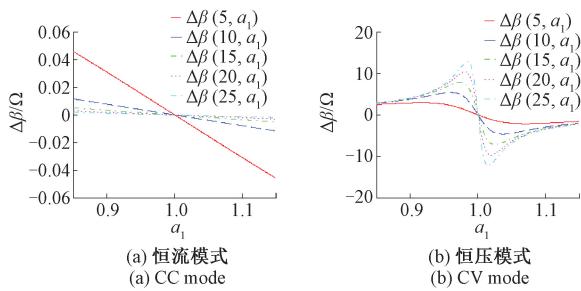


图 6 C_1 对 β 的影响
Fig. 6 The effect of C_1 on β

压模式,随着 a_4 的增大, $\Delta\beta(R, a_4)$ 减小。 $\Delta\beta(R, a_4)$ 在两种工作模式变化趋势不同,不宜作为调整元件。

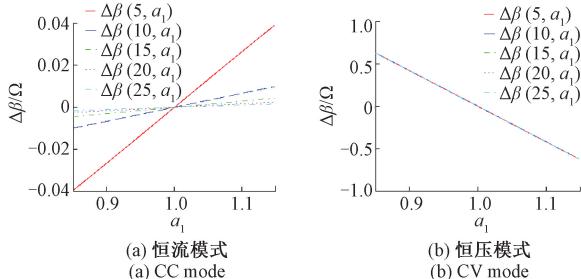


图 7 L_{f2} 对 β 的影响
Fig. 7 The effect of L_{f2} on β

C_{f2} 在恒流、恒压模式对 β 的影响情况如图 8(a)与(b)所示。

在恒流模式,随着 a_5 的增加, $\Delta\beta(R, a_5)$ 增大。在恒压模式,随着 a_5 的增加, $\Delta\beta(R, a_5)$ 减小。 $\Delta\beta(R, a_5)$ 在两种模式的变化趋势相反,不宜作调整元件。

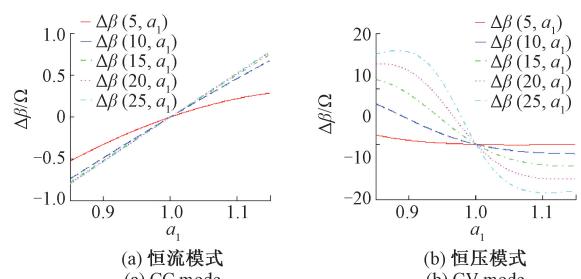


图 8 C_{f2} 对 β 的影响
Fig. 8 The effect of C_{f2} on β

C_2 在恒流、恒压模式对 β 的影响情况分别如图 9(a)与(b)所示。

在恒流模式,随着 a_6 的增加, $\Delta\beta(R, a_6)$ 增大。在恒压模式,随着 a_6 的增加, $\Delta\beta(R, a_6)$ 减小。 $\Delta\beta(R, a_6)$ 在两种工作模式变化趋势相反,不宜作为调整元件。

综上,仅 L_{fl} 与 C_1 在两种模式的 $\Delta\beta(R, a_n)$ 与 a_n 变

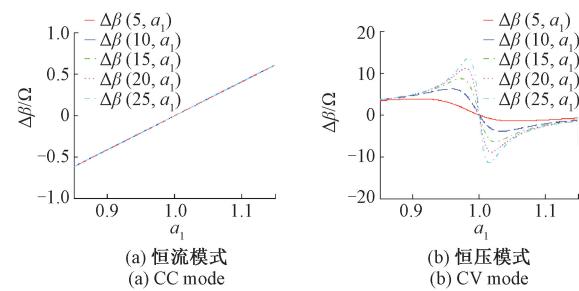


图 9 C_2 对 β 的影响
Fig. 9 The effect of C_2 on β

化趋势相同,因此, L_{fl} 、 C_1 宜作调整元件,增大 L_{fl} ,降低 C_1 有助于系统实现 ZVS, 提升系统转化效率与稳定性。

文献[16,18]通过对恒流模式下补偿电容参数扰动对系统输出性能和阻抗角的影响进行分析,得出了单模式优化中,缩减 C_1 并增大 C_2 的值可使恒流模式呈感性,但恒压模式下 C_2 增大将导致容性增强,致使该策略无法兼顾双模式。通过观察 $\Delta\beta(R, a_n)$ 变化趋势与程度可知, L_{fl} 的 $\Delta\beta(R, a_1)$ 与 a_n 呈非线性上升态势且不会因 R 的变动而改变, L_{fl} 可在扰动范围作正常优化。 C_1 的 $\Delta\beta(R, a_3)$ 在恒压模式下会随 R 的改变而变化强烈,所以,对于 C_1 的优化幅度不宜过大,应远小于扰动范围的一半,防止系统等效阻抗产生较大的感性变化,影响系统正常工作。从图 5~9 可看出,当补偿电容元件参数 C_{fl} 、 C_1 、 C_{f2} 、 C_2 在恒压模式扰动范围为 ± 0.1 时,随着 R 的增大,系统中的无功阻抗变化趋势越明显,因此,应尽可能确保补偿电容的实际参数值与理论参数值相一致。优化 L_{fl} 、 C_1 避免了传统单模式方法在模式切换时的 ZVS 失效问题,又能有效避免引入控制,降低了复杂度。表 2 为各补偿元件参数在经扰动增大后对系统等效阻抗的影响,可直观看出其在单模式与双模式优化中的适用性。

表 2 补偿元件扰动对等效阻抗的影响

Table 2 The influence of compensation element disturbance on equivalent impedance

扰动情况	补偿元件	恒流模式	恒压模式	单模式优化适用性	双模式优化适用性
1	L_{fl}	感性	感性	是	是
2	C_{fl}	感性	容性	是	否
3	C_1	容性	容性	是	是
4	L_{f2}	感性	容性	是	否
5	C_{f2}	感性	容性	是	否
6	C_2	感性	容性	是	否

3 仿真验证

搭建双边 LCC 无线充电系统仿真模型,参数如表 3 所示。

表 3 仿真模型参数

Table 3 Simulation model parameters

系统参数名称	数值	系统参数名称	数值
输入电压 U_{de}/V	15	谐振电感 $L_{f2}/\mu H$	3.72
发射线圈参数 $L_1/\mu H$	32.6	谐振并联电容 $C_{f1}, C_{f2}/nF$	302.1
接收线圈参数 $L_2/\mu H$	32.9	谐振串联电容 C_1/nF	39.5
线圈耦合电感 $M/\mu H$	9.5	谐振串联电容 C_2/nF	40
谐振电感 $L_{f1}/\mu H$	3.79		

根据表 3 中的补偿元件参数得到双边 LCC 无线充电系统在不同负载工况下等效输入阻抗角与工作频率 f 的关系曲线如图 10 所示。可知, 不同负载时, 系统输入阻抗角会随频率变化而改变。频率为 150 与 178 kHz 时, 等效输入阻抗虚部为 0, 并且这两个值符合式(20)的恒流、恒压频率计算关系, 因此系统在 150 kHz 可工作在 0 相位角下的恒流充电模式, 在 178 kHz 可工作在零相位角下的恒压充电模式。

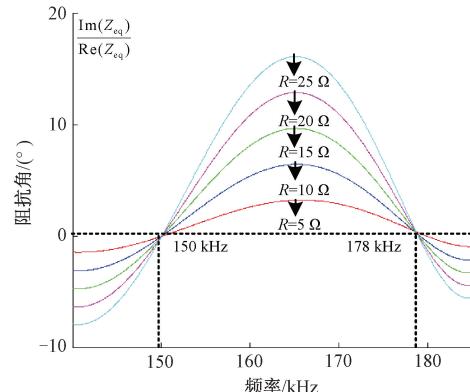


图 10 等效阻抗相角随频率变化曲线

Fig. 10 Curve of equivalent impedance phase angle changing with frequency

图 11(a)所示为恒流模式负载 R 从 5Ω 逐渐切换为 15Ω 时的仿真波形; 图 11(b)所示为恒压模式负载 R 从 5Ω 逐渐切换为 15Ω , 系统能保持恒流、恒压输出。

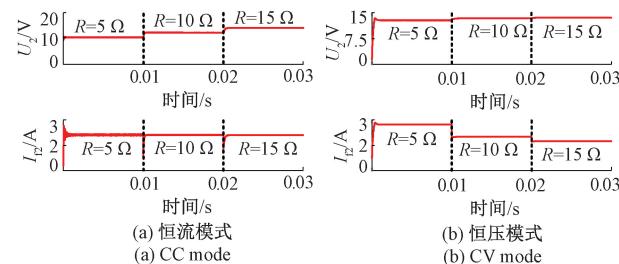


图 11 负载切换时负载电压电流仿真波形

Fig. 11 Load voltage and current simulation waveform during load switching

换到恒压模式的负载电压电流切换图, 图 12(b)所示为当系统负载 $R=15 \Omega$ 时系统由恒流模式切换到恒压模式的负载电压电流切换图, 系统通过频率切换能够实现双模式切换。

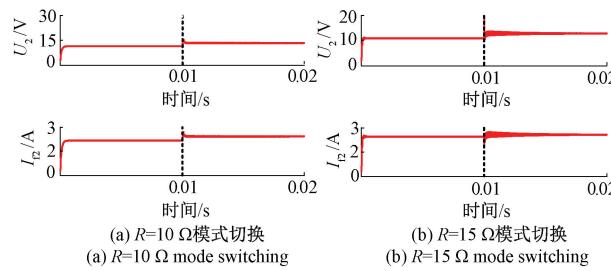


图 12 模式切换时负载电压电流仿真波形

Fig. 12 Simulation waveform of load voltage and current during mode switching

图 13 所示为恒流、恒压两种工作模式下, 系统在经过适当增加 L_{f1} 与适当减少 C_1 后实现 ZVS 的仿真波形, 减少了系统损耗, 提高了系统效率。

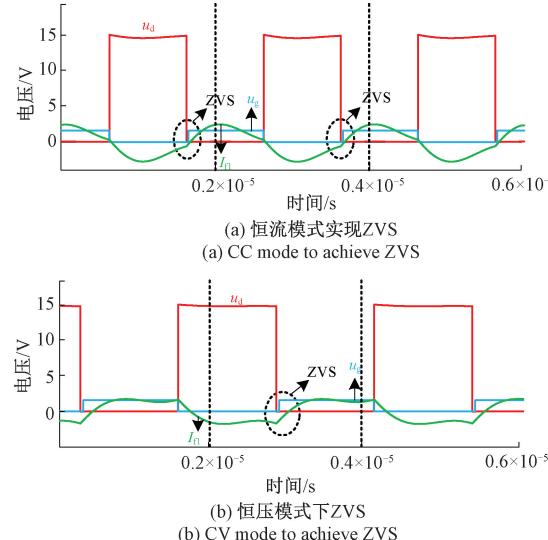


图 13 系统实现 ZVS 仿真波形

Fig. 13 The system realizes ZVS simulation waveform

从以上分析可见, 通过切换工作频率, 系统可以相应地改变恒压、恒流工作模式, 且在双工作模式下, 双边 LCC 无线充电系统均可以工作在零相位角状态, 且在参数优化后均能实现 ZVS。

4 实验验证

4.1 实验装置

线圈摆放与匝数对系统传输效率有很大的影响。耦合线圈由高频利兹线绕制, 发射线圈使用 9 匝圆线圈, 接

图 12(a)所示为负载 $R=10 \Omega$ 时系统由恒流模式切

收线圈使用 15 匝圆线圈,发射线圈与接收线圈居中对齐,传输距离 50 mm,尺寸规格如表 4 所示。

表 4 线圈尺寸规格

Table 4 Coil size specifications

名称	数值
励磁线	0.1×200 股 线径 2 mm
发射侧线圈	内径 170 mm 外径 216 mm
接收侧线圈	内径 730 mm 外径 133 mm

为了验证本文提出的参数优化方法,搭建了一台 15 V 直流输入的双边 LCC 无线充电系统实验样机,如图 14 所示。该实验样机包含逆变器、整流器、补偿网络、磁耦合线圈、控制电路几部分。选用 CH32V203 为主控芯片;全桥逆变器的开关管选用了 HYG180N10LS1P 三极管,预驱选用 DGD0506A 芯片;补偿网络方面,补偿电容采用高频、低损耗、耐温性高的 COG 电容,补偿电感以 21 圈纱包线绕制磁环而成;整流桥的整流二极管选用 SVT12100V 二极管,具体实验参数如表 5 所示。

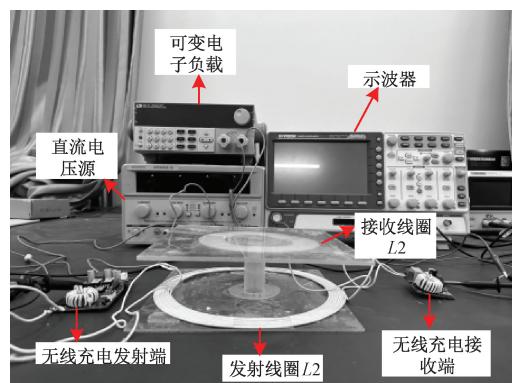


图 14 双边 LCC 补偿无线充电系统实验样机

Fig. 14 Experimental prototype of double-sided LCC compensated wireless charging system

表 5 系统实验参数

Table 5 System experimental parameters

系统参数名称	数值	系统参数名称	数值
U_{dc}/V	15	$L_{f1}/\mu H$	3.729
f_{cc}/kHz	150.37	$L_{f2}/\mu H$	3.72
f_{cv}/kHz	178.89	C_{f1}/nF	302
$L_1/\mu H$	31.97	C_{f2}/nF	301.8
$L_2/\mu H$	31.9	C_1/nF	39.5
$M/\mu H$	9.52	C_2/nF	40

4.2 实验结果与优化方案对比分析

图 15 所示为双边 LCC 无线充电系统在恒流模式 150 kHz 与与恒压模式 178 kHz 正常工作时,示波器显示负载从 5 Ω 逐渐切换到 15 Ω 输出电压与输出电流的实

验波形。从图 15 可以看出,系统在恒流模式可实现与负载无关的恒流输出,在恒压模式下可实现与负载无关的恒压输出。由于电路需要在负载切换瞬间提供更多的能量来维持恒流与恒压,产生微小冲击,不影响正常的恒流、恒压输出,在后续的工作中会进一步分析其原因。

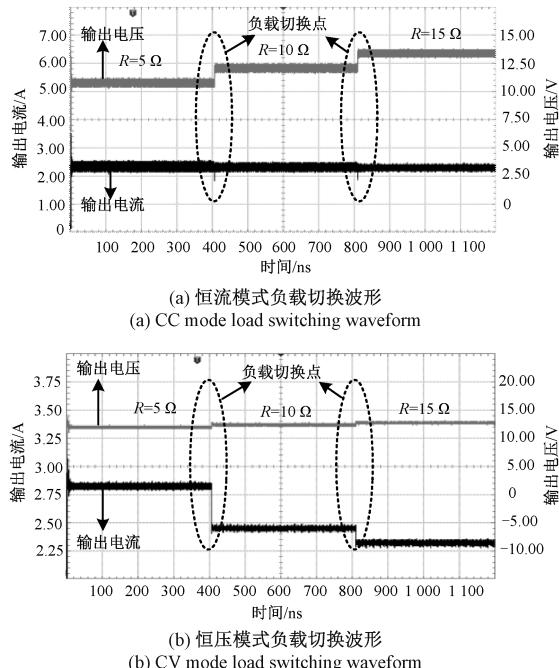
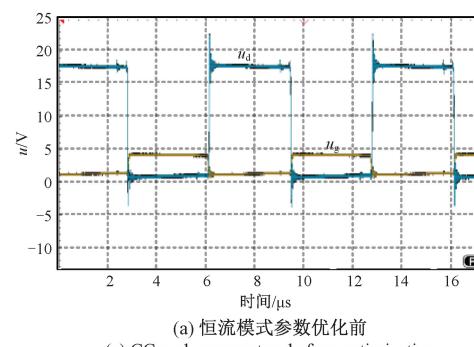


图 15 负载切换时电流电压实验波形

Fig. 15 Current and voltage experimental waveforms during load switching

图 16(a)、(b) 所示分别为实验样机正常工作时双模式参数协同优化前的恒流模式与恒压模式,图 16(c)、(d) 所示分别为优化后的恒流模式与恒压模式,通过从图中对比观察可以发现,对补偿参数 L_{f1} 和 C_1 进行优化后,开关管栅极电压 u_g 在漏极电压 u_d 降为 0 后被触发升高,系统在双模式均实现了 ZVS,证明了仿真与理论分析的准确性。图 16(e) 所示为文献 [16, 18] 的传统优化补偿元件参数策略,通过优化补偿电容 C_1 、 C_2 未实现恒压模式 ZVS,图 16(f) 所示为文献 [20] 通过优化补偿电容未兼顾恒流模式 ZVS。

(a) CC mode parameters before optimization
(a) CC mode parameters before optimization

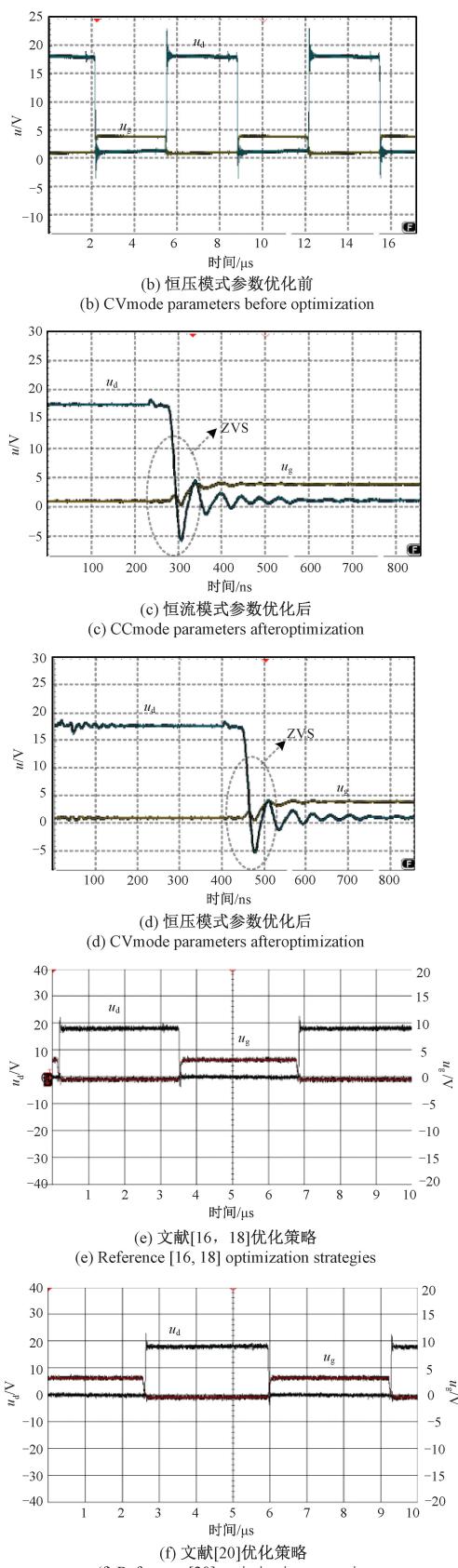


图 16 不同优化策略实验对比图

Fig. 16 Experimental comparison of different optimization strategies

4.3 系统效率对比分析

图 17 所示为不同优化策略系统效率对比曲线。随着负载 R 的增加, 系统传输效率均呈先上升再下降的态势。当 R 达到 10Ω , 双模式效率均达到最大值为 91.31% 与 90.18%, 随着负载 R 进一步增大, 双模式传输效率同步趋于稳定, 在 150 kHz 平台, 恒流模式效率较文献[16, 18]传统补偿参数优化方法实现单恒流模式 ZVS 高 1%, 在 178 kHz 平台恒压模式效率较文献[20]优化补偿电容实现单恒压模式 ZVS 高 1.1%。

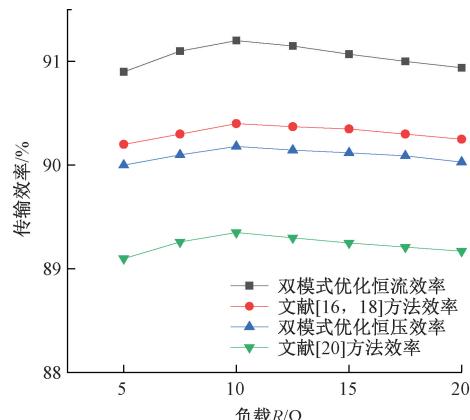


图 17 不同优化策略效率对比曲线

Fig. 17 Efficiency comparison curves of different optimization strategies

5 结 论

本文针对双边 LCC 无线充电系统在恒流、恒压双模式下实现 ZVS 以提升效率的问题, 通过基尔霍夫定理建立系统模型, 分析零相位角下恒流恒压输出条件, 使用双模式参数协同优化策略筛选出发射端串联电感 L_{ff} 和发射端串联电容 C_1 作为关键调整元件, 通过增大 L_{ff} 、适度缩减 C_1 使双模式等效阻抗呈弱感性以实现 ZVS。仿真与实验结果表明, 优化后系统在恒流(150 kHz)、恒压(178 kHz)模式均实现 ZVS, 最大效率达 91.31%, 较传统单模式优化方法效率提升 1%~1.1%, 且无需附加控制电路, 降低了硬件复杂度与成本, 弥补了双模式优化 ZVS 的空白, 为无人机、车载无线充电器等小型无线充电系统提供了高效稳定的设计方案参考。

参 考 文 献

- [1] CASAUCAO TENLLADO I, TRIVIÑO CABRERA A, LIN Z. Simultaneous wireless power and data transfer for electric vehicle charging: A review [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2024, 10(2): 4542-4570.
- [2] MOHAMMED S A Q, JUNG J-W. A comprehensive

- state-of-the-art review of wired/wireless charging technologies for battery electric vehicles: Classification/common topologies/future research issues [J]. IEEE Access, 2021, 9: 19572-19585.
- [3] 李中启,熊鑫博,孔彭生,等.无线充电系统电磁屏蔽与效率优化技术研究[J].电子测量与仪器学报,2023,37(5):151-162.
LI ZH Q, XIONG X B, KONG P SH, et al. Research on electromagnetic shielding and efficiency optimization technology of wireless power transfer system[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2023, 37(5): 151-162.
- [4] 谢诗云,官涵宇,黄杰,等.基于旋转磁场耦合的非对称式无线电能传输系统[J].仪器仪表学报,2024,45(8):193-206.
XIE SH Y, GUANG H Y, HUANG J, et al. Wireless power transfer system with an asymmetric coupling structure based on rotating magnetic field [J]. The Journal of Engineering, 2024, 45(8): 193-206.
- [5] LI W, ZHANG Q, LI H, et al. Series filter computational method for CCM recovery in double side LCC WPT system [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(9): 8875-8882.
- [6] REZAZADE S, SHAHIRINIA A, NAGHASH R, et al. A novel efficient hybrid compensation topology for wireless power transfer [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(3): 2277-2285.
- [7] OH S J, KHAN D, JANG B G, et al. A 15-W quadruple-mode reconfigurable bidirectional wireless power transceiver with 95% system efficiency for wireless charging applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(4): 3814-3827.
- [8] 于天琦,李建贵,王琛,等.锂电池充电用可切换串联混合拓扑WPT系统[J].电子测量技术,2023,46(21):1-6.
YU T Q, LI J G, WANG CH, et al. Switchable series hybrid topology WPT system for charging lithium-ion batteries [J]. Electronic Measurement Technology, 2023, 46(21): 1-6.
- [9] 张思而,李旦,张建秋,等.锂离子电池的等效时变内阻模型及应用[J].仪器仪表学报,2024,45(5):118-128.
ZHANG S ER, LI D, ZHANG J Q, et al. Equivalent time-varying internal resistance model of lithium-ion batteries and the corresponding applications [J]. The Journal of Engineering, 2024, 45(5): 118-128.
- [10] 冯国文.基于ZVS的电动汽车双LCC型无线充电研究[D].济南:山东大学,2022.
FENG G W. Research on dual LCC wireless charging of electric vehicle based on ZVS [D]. Jinan: Shandong University, 2022.
- [11] 冷丽英,莫瑞瑞,姜新生,等.一种新型城轨车辆移相全桥变换电路研究[J].国外电子测量技术,2023,42(2):74-79.
LENG L Y, MO R R, JIANG X SH, et al. Research on a new phase shift full bridge converter circuit for urban rail vehicle [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2023, 42(2): 74-79.
- [12] WANG F, ZHANG W, YE L, et al. A design method to implement ZVS for electric vehicle wireless charging system with double-side LCC compensation [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(3): 3791-3801.
- [13] WANG X, XU J, LENG M, et al. A hybrid control strategy of LCC-S compensated WPT system for wide output voltage and ZVS range with minimized reactive current[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 68(9): 7908-7920.
- [14] HU H, CAI T, DUAN S, et al. An optimal variable frequency phase shift control strategy for ZVS operation within wide power range in IPT systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35 (5): 5517-5530.
- [15] ZHANG X, CAI T, DUAN S, et al. A control strategy for efficiency optimization and wide ZVS operation range in bidirectional inductive power transfer system [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66 (8): 5958-5969.
- [16] 蔡进,吴旭升,胡风革,等.双边LCC感应耦合式无线电能传输系统的稳定性分析与效率优化设计[J].电工技术学报,2020,35(S2):355-362.
CAI J, WU X SH, HU F G, et al. Stability analysis and efficiency optimization design of bilateral LCC inductively coupled power transmission system [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35 (S2): 355-362.
- [17] LI S, LI W, DENG J, et al. A double-sided LCC compensation network and its tuning method for wireless power transfer [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2015, 64(6): 2261-2273.
- [18] 王付胜,郭娟娟,王文洋,等.电动汽车无线充电系统实现软开关的参数优化设计方法[J].中国电机工程学报,2019,39(S1):258-267.
WANG F SH, GUO J J, WANG W Y, et al. A method of parameter optimization design to achieve ZVS for electric vehicle wireless charging system[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(S1): 258-267.
- [19] 张献,韩大稳,杨庆新,等.一种从能量传递角度出

- 发的 DLCC-WPT 系统参数设计方法 [J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(3): 1134-1145.
- ZANG X, HANG D W, YANG Q X, et al. A parameter design method of DLCC-WPT system from the perspective of energy transfer [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(3): 1134-1145.
- [20] 樊龙海, 许建平, 任胜, 等. 双边 LCC 补偿恒压输出感应电能传输系统参数优化设计方法 [J]. 电源学报, 2025, 23(2): 196-204.
- FAN L H, XU J P, REN SH, et al. Parameter optimization of constant voltage output inductive power transfer system based on double-sided LCC compensation [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(2): 196-204.
- [21] FENG G, LIU Z, HOU Y, et al. Parameter optimization of double LCC MCRWPT system based on ZVS [J]. Energies, 2021, DOI:10.3390/en14175309.
- [22] FU N, DENG J, WANG Z, et al. A hybrid mode control strategy for LCC-LCC- compensated WPT system with wide ZVS operation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(2): 2449-2460.
- [23] 陆虹辰, 董金熹, 刘浠流, 等. 电动汽车无线充电系统恒流/恒压输出与抗偏移磁能耦合机构研究 [J]. 重庆大学学报, 2024, 47(8): 65-80.
- LU H CH, DONG J X, LIU X L, et al. Research on constant current/constant voltage output of electric vehicle wireless charging system and anti-offset magnetic energy coupling mechanism [J]. Journal of Chongqing University, 2024, 47(8): 65-80.

作者简介



刘春喜, 2001 年与 2004 年于辽宁工程技术大学分别获得学士学位和硕士学位, 2010 年于浙江大学获得博士学位, 现为辽宁工程技术大学副教授、硕士生导师, 主要研究方向为双向变流器拓扑结构及其控制技术。

E-mail: lntulcx@163.com

Liu Chunxi received his B. Sc. degree and M. Sc. degree from Liaoning Technical University in 2001 and 2004, and his Ph. D. degree from Zhejiang University in 2010. He is now an associate professor and M. Sc. supervisor of Liaoning Technical University. His main research interests include bidirectional converter topology and control technology.



常洪赫(通信作者), 2023 年于辽宁工程技术大学获得学士学位, 现为辽宁工程技术大学硕士研究生, 主要研究方向为无线电能传输。

E-mail: chang1447534193@163.com

Chang Honghe (Corresponding author)

received his B. Sc. degree from Liaoning Technical University in 2023. He is now a M. Sc. candidate in Liaoning Technical University. His main research interest includes wireless power transmission.



孙小鹏, 2023 年于新乡工程学院获得学士学位, 现为辽宁工程技术大学硕士研究生, 主要研究方向为无线电能传输。

E-mail: 1874709926@qq.com

Sun Xiaopeng received his B. Sc. degree from Xinxiang Institute of Engineering in 2023.

Now he is a M. Sc. candidate in Liaoning Technical University. His main research interest includes wireless power transmission.



李磊, 2023 年于商丘工学院获得学士学位, 现为辽宁工程技术大学硕士研究生, 主要研究方向为电力电子变换器拓扑与控制技术。

E-mail: 1538244683@qq.com

Li Lei received his B. Sc. degree from

Shangqiu Institute of Technology in 2023. Now he is a M. Sc. candidate in Liaoning Technical University. His main research interests include topology and control technology of power electronic converter.