

DOI: 10.13234/j.issn.2095-2805.2025.2.196

中图分类号: TM724

文献标志码: A

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

樊龙海, 许建平(中国电源学会会员), 任 胜, 何澍泽

(磁浮技术与磁浮列车教育部重点实验室(西南交通大学电气工程学院), 成都 611756)

摘要: 恒压 CV(constant-voltage)输出双边 LCC 补偿感应电能传输 IPT(inductive power transfer)系统存在轻载效率低的问题, 为了优化 CV 输出双边 LCC 补偿 IPT 系统轻载效率, 基于求解近似最优解思想, 提出 1 种双边 LCC 补偿拓扑的参数设计方法。分析了 CV 输出时零相位角 ZPA(zero phase angle)条件及松耦合线圈损耗, 通过搭建 6.6 kW 的实验原理样机进行实验验证。实验结果表明, 所提补偿参数设计方法可以提高系统效率, 尤其是轻载效率, 6.6 kW 满载效率为 95%, 1.32 kW 轻载效率可达 93%。

关键词: 感应电能传输; 双边 LCC 补偿; 恒压输出; 参数优化

Parameter Optimization Design Method for Inductive Power Transfer System with Constant-voltage Output Based on Double-sided LCC Compensation

FAN Longhai, XU Jianping, *Member, CPSS*, REN Sheng, HE Shuze

(Key Laboratory of Magnetic Suspension Technology and Maglev Vehicle of Ministry of Education, School of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 611756, China)

Abstract: The double-sided LCC compensated inductive power transfer (IPT) system with constant-voltage (CV) output suffers from the problem of low efficiency under light load. To solve this problem, based on the idea of approximate optimal solution, a parameter design method for double-sided LCC compensation topology was proposed. The zero phase angle condition in CV output mode and the loss of a loosely coupled coil were analyzed, and a 6.6 kW prototype was built to verify the proposed method. Experimental results show that the system efficiency can be improved with the proposed compensation parameter design method, especially in the case of light load. The system efficiency can reach 95% under full load of 6.6 kW and 93% under light load of 1.32 kW.

Keywords: Inductive power transfer (IPT); double-sided LCC compensation; constant-voltage (CV) output; parameter optimization

感应电能传输 IPT(inductive power transfer)技术可以实现非接触式电能传输, 具有灵活性高、安全和美观等优点, 被广泛应用于电动汽车、消费电子产品和植入式医疗设备等的充电^[1-5]。IPT 系统通过松耦合线圈进行电能传输, 其线圈漏感大、耦合系数低, 在电能传输过程中产生大量无功环流损耗, 需要采用串联-串联(S-S)、串联-并联(S-P)、并联-串联(P-S)和并联-并联(P-P)等补偿拓扑及其

参数配置降低无功环流, 提高系统效率, 实现恒流 CC(constant current)或恒压 CV(constant voltage)输出^[6-7]。

S-P 补偿拓扑与 P-S 补偿拓扑可以实现与负载无关 CV 模式输出时的零相位角 ZPA(zero phase angle)^[8], 但输出电压增益受限于耦合变压器参数^[9]。LCC-S 补偿拓扑与 S-LCC 补偿拓扑可在负载变化时实现 CV 输出^[10], LCC-S 补偿拓扑的一次侧线圈电流恒定^[11-12], 而 S-LCC 补偿拓扑的二次侧线圈电流恒定^[13-14], 轻载工作时 LCC-S 补偿与 S-LCC

收稿日期: 2022-03-15; 修回日期: 2022-06-01; 录用日期: 2022-06-07; 网络首发日期: 2022-07-11

补偿拓扑均存在效率低的问题。双边 LCC-LCC 补偿拓扑的补偿元件数量多^[15], 参数设计自由度大, 常用于 CC/CV 两段式充电^[16-18]。双边 LCC-LCC 补偿对谐波有抑制作用, 在能量与信号同步传输^[19]场景可以减少对通信的干扰, 但 CV 模式的参数设计优化研究较少。

本文将双边 LCC 补偿网络拆分为 3 个级联的 T 型网络, 通过建立松耦合线圈功率传输模型, 计算一次侧和二次侧线圈之间传输的有功功率与无功功率, 分析效率与线圈电流相位的关系。通过简化分析与负载无关的 CV 模式输出和 ZPA 条件, 采用求解近似最优解的思想, 提出 1 种双边 LCC 补偿参数的设计方法。通过搭建实验原理样机, 与双边 LCC 补偿恒压输出系统传统参数设计方法^[18]对比, 验证本文所提设计方法对系统轻载工况下效率提升的有效性。

1 双边 LCC 补偿 CV 输出 ZPA 分析

1.1 恒压输出特性分析

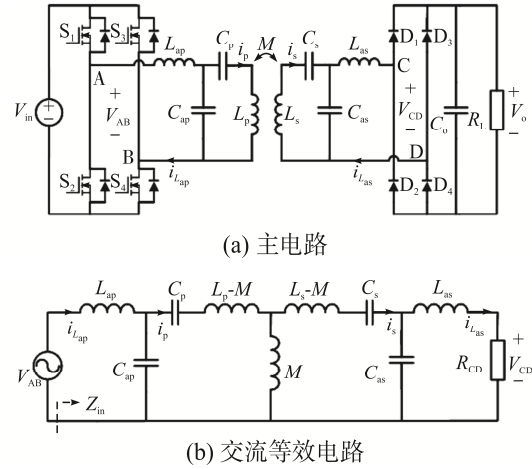
双边 LCC 补偿 IPT 系统主电路如图 1(a)所示。 $S_1 \sim S_4$ 为一次侧全桥逆变器的 4 个开关管, $D_1 \sim D_4$ 为二次侧整流器的 4 个整流二极管, L_p 和 L_s 分别为一次侧和二次侧线圈自感, M 为一次侧和二次侧线圈之间的互感, L_{ap} 、 C_{ap} 、 C_p 和 L_{as} 、 C_{as} 、 C_s 为一次侧和二次侧的补偿元件, V_{in} 和 V_o 分别为输入与输出电压, R_L 为负载电阻。

双边 LCC 补偿 IPT 系统的交流等效电路如图 1(b)所示。 V_{AB} 为逆变器输出电压, R_{CD} 为交流等效电阻, V_{CD} 为交流等效电压, Z_{in} 为交流等效电路的输入阻抗。由于补偿元件较多, V_{CD} 和 Z_{in} 的计算比较复杂, 可以借助图 2 所示典型 T 型网络^[20]进行简化分析。对于典型 T 型网络, 为了实现与负载值无关的恒压输出特性, 阻抗之间需满足

$$Z_1 Z_2 + Z_2 Z_3 + Z_1 Z_3 = 0 \quad (1)$$

典型 T 型网络的电压增益 $G_T = V_o / V_{in}$ 可以表示为

$$G_T = \frac{Z_3}{Z_1 + Z_3} \quad (2)$$



(a) 主电路

(b) 交流等效电路

图 1 双边 LCC 补偿 IPT 系统

Fig. 1 Double-sided LCC compensated IPT system

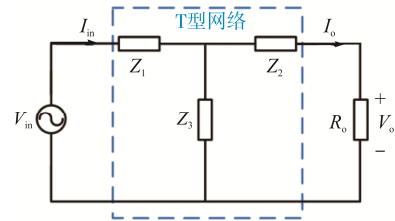


图 2 典型 T 型网络^[20]

Fig. 2 Typical T-type network^[20]

将图 1(b)所示电路看作 1 个二端口网络, 可以将其拆分为 3 个级联的二端口网络, 得到图 3 所示等效电路, 图中, 每个二端口网络为 1 个典型 T 型子网络^[18]。若图 3 电路中的 3 个 T 型网络均满足式(1), 则双边 LCC 电路可以实现与负载无关的恒压输出。

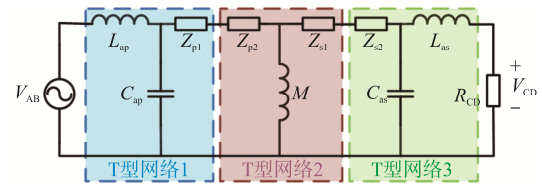


图 3 双边 LCC 交流等效电路拆分后的电路

Fig. 3 Decomposed circuit of double-sided LCC AC equivalent circuit

设逆变器的开关角频率为 ω , 将图 3 的电路参数代入式(1)可得

$$j\omega L_{ap} \frac{1}{j\omega C_{ap}} + j\omega L_{ap} Z_{p1} + \frac{1}{j\omega C_{ap}} Z_{p1} = 0 \quad (3)$$

$$j\omega L_{as} \frac{1}{j\omega C_{as}} + j\omega L_{as} Z_{s2} + \frac{1}{j\omega C_{as}} Z_{s2} = 0 \quad (4)$$

$$Z_{p2} Z_{s1} + j\omega M Z_{p2} + j\omega M Z_{s1} = 0 \quad (5)$$

式中: Z_{p1} 、 Z_{p2} 、 Z_{s1} 、 Z_{s2} 分别为 C_p 、 $L_p - M$ 、 $L_s - M$ 、 C_s 拆分后的等效阻抗。

同时,由图 3 和图 1(b)所示电路可知, Z_{p1} 、 Z_{p2} 和 Z_{s1} 、 Z_{s2} 分别满足

$$\begin{cases} Z_{p1} + Z_{p2} = j\omega L_p + \frac{1}{j\omega C_p} - j\omega M \\ Z_{s1} + Z_{s2} = j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s} - j\omega M \end{cases} \quad (6)$$

将式(3)~式(5)代入式(6), 可得

$$\begin{cases} Z_{p1} = \frac{j\omega L_{ap}}{\omega^2 L_{ap} C_{ap} - 1} \\ Z_{p2} = j\omega L_p + \frac{1}{j\omega C_p} - j\omega M - \frac{j\omega L_{ap}}{\omega^2 L_{ap} C_{ap} - 1} \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} Z_{s1} = j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s} - j\omega M - \frac{j\omega L_{as}}{\omega^2 L_{as} C_{as} - 1} \\ Z_{s2} = \frac{j\omega L_{as}}{\omega^2 L_{as} C_{as} - 1} \end{cases} \quad (8)$$

$$j\omega M = -\frac{Z_{p2} Z_{s1}}{Z_{p2} + Z_{s1}} \quad (9)$$

定义 $Z_p = \omega L_p - 1/C_p$, $Z_s = \omega L_s - 1/C_s$, $Z_{as} = \omega^2 \cdot C_{as} L_{as}$, $Z_{ap} = \omega^2 C_{ap} L_{ap}$, 将式(7)和式(8)代入式(9), 可得与负载无关的恒压输出条件为

$$\begin{aligned} (Z_{ap} Z_{as} M^2 - L_{ap} L_{as}) \omega^2 + (L_{as} Z_p Z_{ap} + L_{ap} Z_s Z_{as}) \omega - \\ Z_p Z_s Z_{ap} Z_{as} = 0 \end{aligned} \quad (10)$$

根据式(2), 图 3 所示 3 个 T 型网络的电压增益 G_1 、 G_2 与 G_3 分别为

$$\begin{cases} G_1 = \frac{1}{-\omega^2 C_{ap} L_{ap} + 1} = \frac{1}{1 - Z_{ap}} \\ G_2 = \frac{\omega M (1 - Z_{ap})}{Z_p (1 - Z_{ap}) + \omega L_{ap}} \\ G_3 = 1 - \omega^2 L_{as} C_{as} = 1 - Z_{as} \end{cases} \quad (11)$$

图 3 中 3 个级联 T 型网络的电压增益 G 为

$$G = G_1 G_2 G_3 = \frac{\omega M (1 - Z_{as})}{Z_p (1 - Z_{ap}) + \omega L_{ap}} \quad (12)$$

1.2 ZPA 条件实现分析

为了减少输入电源的功率容量及其产生的无功功率,图 1(b)所示电路的输入电压与输入电流应实现 ZPA, 即二者的相位差为 0。将图 1(a)所示电路的二次侧阻抗映射至一次侧后的等效电路如图 4 所示。

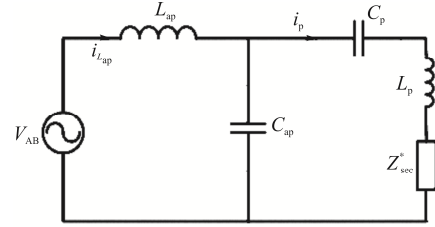


图 4 双边 LCC 电路二次侧阻抗映射的等效电路
Fig. 4 Equivalent circuit of double-sided LCC circuit with secondary impedance being reflected

二次侧电路的阻抗为

$$Z_{sec} = j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s} + \frac{j\omega L_{as} + R_{CD}}{j\omega C_{as} (j\omega L_{as} + R_{CD}) + 1} \quad (13)$$

二次侧映射至一次侧的等效阻抗为

$$Z_{sec}^* = \omega^2 M^2 / Z_s \quad (14)$$

因此双边 LCC 补偿 IPT 系统的输入阻抗为

$$Z_{in} = j\omega L_{ap} + \frac{j\omega L_p + 1/j\omega C_p + Z_{sec}^*}{j\omega C_{ap} (j\omega L_p + 1/j\omega C_p + Z_{sec}^*) + 1} \quad (15)$$

将式(13)和式(14)代入式(15)可得

$$Z_{in} = \frac{A + jB}{C + jD} \quad (16)$$

其中 A 、 B 、 C 、 D 可分别表示为

$$\begin{aligned} A = (1 - Z_{ap})(1 - Z_{as})(\omega^2 M^2 - Z_p Z_s) - \omega L_{as} Z_p \cdot \\ (1 - Z_{ap}) - \omega L_{ap} Z_s (1 - Z_{as}) - \omega^2 L_{ap} L_{as} \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} B = jR_{CD}[\omega L_{ap} - \omega^2 L_{ap} Z_s C_{as} + Z_p (1 - Z_{ap}) + \\ \omega C_{as} (1 - Z_{ap})(\omega^2 M^2 - Z_p Z_s)] \end{aligned} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} C = [1 - \omega Z_s C_{as} - \omega Z_p C_{ap} - \omega^2 C_{ap} C_{as} (\omega^2 M^2 - \\ Z_p Z_s)] R_{CD} \end{aligned} \quad (19)$$

$$\begin{aligned} D = j[\omega L_{as} - \omega^2 L_{as} Z_p C_{ap} + Z_s (1 - Z_{as}) + \\ (1 - Z_{as}) \omega C_{ap} (\omega^2 M^2 - Z_p Z_s)] \end{aligned} \quad (20)$$

输入阻抗 Z_{in} 包含实部与虚部 2 个部分, 如果 Z_{in} 仅含有实部部分, 则可以满足系统的 ZPA 条件。同时, 在实际电路中, Z_{in} 不能为 0, 因此可得

$$AD = BC \quad (21)$$

$$AC \neq -BD \quad (22)$$

根据式(10)可得 $A=0$; 由于 $A=0$, 由式(16)可知, $B \neq 0$, 否则输入阻抗为 0; 进一步, 由于 $A=0$ 、 $B \neq 0$, 由式(21)和式(22)可得 $C=0$ 、 $D \neq 0$ 。

令 $C=0$, 由式(19)可得 ZPA 条件为

$$\begin{aligned} & \left[(Z_{ap} - 1)(Z_{as} - 1)M^2 - L_{ap}L_{as} \right] \omega^2 + \\ & \left[L_{as}Z_p(Z_{ap} - 1) + L_{ap}Z_s(Z_{as} - 1) \right] \omega - \\ & Z_pZ_s(Z_{ap} - 1)(Z_{as} - 1) = 0 \end{aligned} \quad (23)$$

1.3 CV 条件与 ZPA 条件简化

对比式(10)与式(23), 若 2 个方程有相同解, 则对任意的工作角频率均可满足 CV 与 ZPA 条件, 放宽工作频率 ω 的约束条件, 使得 IPT 系统的参数设计灵活性更高。取 1 种特殊情况进行简化, CV 与 ZPA 条件成立的方程相同, 即式(10)与式(23)关于 ω 的对应系数相同, 可得

$$Z_{ap}Z_{as} = (Z_{ap} - 1)(Z_{as} - 1) \quad (24)$$

$$L_{as}Z_p + L_{ap}Z_s = 0 \quad (25)$$

若图 1(b)中 6 个补偿参数满足式(12)和式(23)~式(25), 可以遍历 C_{ap} 和 C_{as} 的值, 求解双边 LCC 补偿参数, 使 IPT 系统满足 CV 模式的 ZPA 条件, 且满足设计的电压增益。由于遍历求解的结果不唯一, 可以将线圈损耗作为优化目标, 进行补偿参数选择。

2 松耦合线圈损耗分析

IPT 系统中松耦合变压器在能量传输过程中存在大量无功环流, 为了分析松耦合变压器中功率交换与损耗, 需要建立一次侧和二次侧线圈之间的能量流动模型^[21], 如图 5 所示。

图 5 中, i_p 和 i_s 分别为一次侧和二次侧线圈电流, U_{ps} 为一次侧线圈电流 i_p 在二次侧的感应电压,

U_{sp} 为二次侧线圈电流 i_s 在一次侧的感应电压, S_p 和 S_s 分别为流入一次侧和二次侧线圈的视在功率, S_{ps} 和 S_{sp} 分别为一次侧和二次侧线圈之间传输的视在功率。为简化分析, 不考虑线圈电阻损耗和磁损耗, 因此 L_p 和 L_s 之间交换的视在功率可以表示为

$$\begin{aligned} \dot{S}_{ps} &= -\dot{U}_{ps}i_p^* = -j\omega M i_p i_s^* = \omega M I_p I_s \sin \varphi_{ps} - \\ & j\omega M I_p I_s \cos \varphi_{ps} \end{aligned} \quad (26)$$

$$\begin{aligned} \dot{S}_{sp} &= -\dot{U}_{sp}i_s^* = -j\omega M i_s i_p^* = -\omega M I_s I_p \sin \varphi_{ps} - \\ & j\omega M I_s I_p \cos \varphi_{ps} \end{aligned} \quad (27)$$

式中: i_s^* 为二次侧线圈电流 i_s 的共轭; i_p^* 为一次侧线圈电流 i_p 的共轭; I_p 为一次侧线圈电流有效值; I_s 为二次侧线圈电流有效值; φ_{ps} 为线圈电流 i_p 和 i_s 之间的相位差。

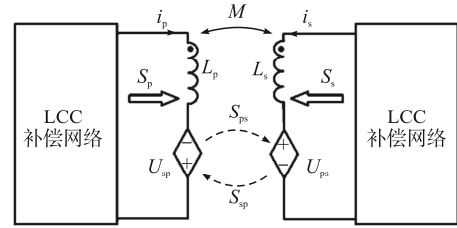


图 5 IPT 系统中能量流动

Fig. 5 Energy flow in IPT system

交换视在功率的有功功率部分可以表示为

$$P_{ps} = \text{Re}(\dot{S}_{ps}) = -\text{Re}(\dot{S}_{sp}) = \omega M I_p I_s \sin \varphi_{ps} \quad (28)$$

注入整个 IPT 系统的视在功率可以表示为

$$\begin{aligned} \dot{S} &= \dot{S}_p + \dot{S}_s = j(\omega L_p i_p + \omega M i_s) i_p^* + j(\omega L_s i_s + \\ & \omega M i_p) i_s^* = j\omega(L_p I_p^2 + L_s I_s^2 + 2M I_s I_p \cos \varphi_{ps}) \end{aligned} \quad (29)$$

在 IPT 系统中, 松耦合变压器的线圈之间存在大量的无功功率交换, 为了支撑需要的无功功率, 需要增大线圈电流, 导致更高的铜损耗。为了优化松耦合变压器的效率, 需要提高有功功率在整体视在功率中的占比, 有功功率占比可以表示为

$$f(\varphi_{ps}) = \frac{|P_{ps}|}{|\dot{S}|} = \frac{M I_s I_p \sin \varphi_{ps}}{L_p I_p^2 + L_s I_s^2 + 2M I_s I_p \cos \varphi_{ps}} \quad (30)$$

令 $x = \sqrt{L_p/L_s} I_p/I_s$, 由于松耦合变压器耦合系数满足 $k = M/\sqrt{L_p L_s}$, 可得

$$f(\varphi_{ps}) = \frac{k \sin \varphi_{ps}}{x+1/x+2k \cos \varphi_{ps}} \quad (31)$$

为求 $f(\varphi_{ps})$ 的最大值, 进行求导

$$\begin{cases} \frac{\partial f(\varphi_{ps})}{\partial \varphi_{ps}} = 0 \\ \frac{\partial^2 f(\varphi_{ps})}{\partial^2 \varphi_{ps}} < 0 \end{cases} \quad (32)$$

求解式(32)得到实现最优效率的一次侧和二次侧线圈电流之间相位满足

$$\cos \varphi_{ps} = -\frac{2k}{x+1/x} \quad (33)$$

由文献[21]可知, 在松耦合变压器中, 若 $k \approx 0$ 、 $\varphi_{ps} = 90^\circ$, 松耦合变压器效率最优。但实际中 k 无法等于 0, 可以将 φ_{ps} 近似 90° 作为优化条件。结合式(12)和式(23)~式(25), 遍历 C_{ap} 和 C_{as} 计算得到的参数不一定满足式(33), 对式(33)进行近似调整, 使得 $\cos \varphi_{ps}$ 接近最优解。

3 补偿参数优化计算方法

3.1 双边 LCC 补偿参数优化设计方法

由于无法求得最优解, 需要对约束条件进行调整, 将均值不等式关系代入式(33)可得

$$0 > \cos \varphi_{ps} \geq -k \quad (34)$$

在 IPT 系统中, 二次侧线圈电流可以表示为

$$i_s = \frac{\dot{U}_{ps}}{Z_{sec}} = \frac{j\omega M}{Z_{sec}} i_p \quad (35)$$

式(34)取等号时, 即式(33)中 $x=1$ 时, 结合式(35)可得

$$\frac{|Z_{sec}|}{\omega M} \sqrt{\frac{L_p}{L_s}} = 1 \quad (36)$$

当补偿参数无法满足 $\cos \varphi_{ps}$ 最优解时, 可以选择 1 个接近最优解的近似解。基于此, 适当调整式(36)的条件, 得到不等式

$$(1-\delta) < \frac{|Z_{sec}|}{\omega M} \sqrt{\frac{L_p}{L_s}} < (1+\delta) \quad (37)$$

式中, δ 为一个接近 0 的值, 使得调整后的条件近似满足式(36), 实现参数优化。

对约束条件进行调整后, 可以使用 MATLAB, 以 1 nF 为步进值, 在 10~70 nF 范围内, 对 C_{ap} 和 C_{as} 进行遍历取值, 并求解出对应的 L_{ap} 、 L_{as} 、 C_p 和 C_s 的值。根据调整后的约束条件式(37), 计算得到满足约束条件的补偿参数。

3.2 参数设计

为验证本文所提双边 LCC 参数设计方法, 根据表 1 中的电气参数进行设计, 取 $\delta=0.3$ 进行补偿参数计算, 计算结果如图 6 所示。

表 1 IPT 系统电气设计参数

Tab. 1 Electrical parameters used for design of IPT system

参数	数值
输入电压 V_{in}/V	400
输出电压 V_o/V	400
电压增益 G_v	1
气隙间距 G_{ap}/mm	200
额定功率 P_{max}/kW	6.6
一次侧线圈自感 $L_p/\mu H$	427
二次侧线圈自感 $L_s/\mu H$	410
一次侧和二次侧线圈互感 $M/\mu H$	92.5
耦合系数 k	0.22
工作频率 f/kHz	85

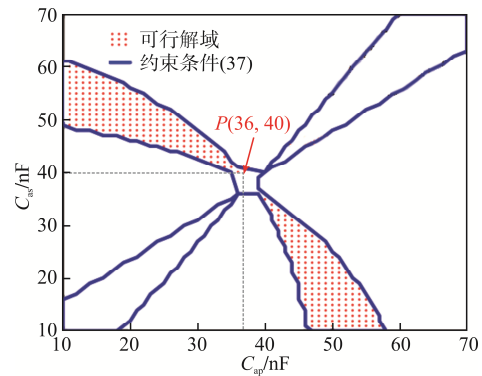


图 6 补偿参数可行域

Fig. 6 Feasible region of compensation parameters

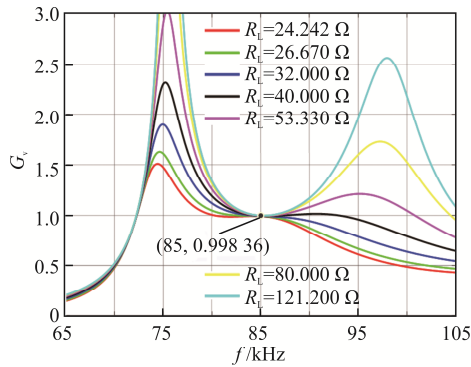
图 6 中实线边界表示式(37)的约束条件, 圆点区域标识为满足约束条件的可行解区域。 δ 的值越小, 可行解区域越小, 越靠近可行解区域中心的解越接近最优解。选择图 6 中的 P 点 ($C_{ap}=36$ nF, $C_{as}=40$ nF) 进行其余补偿参数计算, 求解结果如表 2 所

示。采用表 2 所示补偿参数的 IPT 系统在频率和负载变化时的电压增益和输入阻抗角曲线如图 7 所示, 可见, 本文设计方法计算参数在 85 kHz 工作条件时, 能较好地实现 CV 输出模式下的 ZPA 条件。

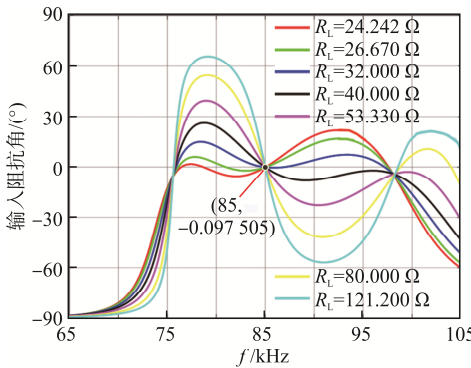
表 2 双边 LCC 补偿参数

Tab. 2 Double-sided LCC compensation parameters

补偿参数	数值	补偿参数	数值
C_{ap}/nF	36	C_s/nF	8.4
C_{as}/nF	40	$L_{ap}/\mu\text{H}$	41.67
C_p/nF	8.3	$L_{as}/\mu\text{H}$	51.08



(a) 电压增益



(b) 输入阻抗相位

图 7 频率和负载变化时的电压增益和输入阻抗相位

Fig. 7 Voltage gain and phase of input impedance under changes in frequency and load

4 实验验证

设计了 1 台双边 LCC 补偿的 6.6 kW 无线传能实验样机, 如图 8 所示。一次侧采用全桥逆变电路, 逆变桥开关器件 MOSFET 为 C3M0030090K, MOSFET 驱动芯片为 UCC21520; 二次侧采用全桥整流电路,

整流桥二极管型号为 DSEI120-06A, 使用 TMS320F28335 芯片对一次侧逆变桥进行控制。采用传统设计策略计算得到另一组补偿参数, 使用相同的线圈、逆变器和整流器进行实验, 对比 2 种不同参数设计方法设计的双边 LCC 补偿无线传能系统的特性。

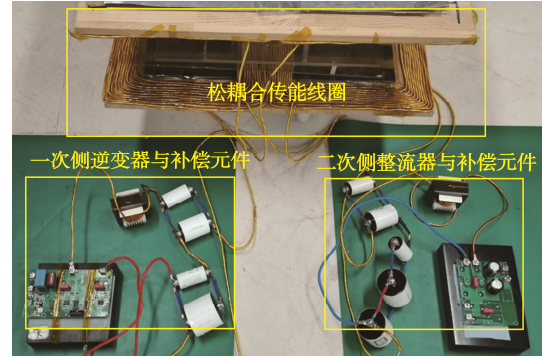


图 8 基于双边 LCC 补偿的 IPT 系统实验样机

Fig. 8 Prototype of double-sided LCC compensated IPT system

4.1 稳态与动态实验结果

采用文献[18]中的传统方法设计恒压输出补偿参数, 功率分别为 1.32 kW、4.50 kW 和 6.60 kW 时的实验波形如图 9 所示。采用本文设计方法设计补偿参数, 相同条件的实验波形如图 10 所示。 v_{AB} 为全桥逆变输出电压, i_{L_s} 为全桥逆变输出电流。

由图 9 可见, 采用传统补偿参数设计方法时, 在轻载到重载的过程中, i_p 和 i_s 的幅值保持不变, φ_{ps} 由 24.6°减小至 6.2°。与图 10 对比可见, 采用本文所提补偿参数设计方法, 在轻载到重载过程中, 系统能够较好地实现 ZVS, i_p 和 i_s 幅值逐渐增加, φ_{ps} 由 73.8°减小至 39.6°。

与传统设计方法相比, 相同负载时, 本文设计方法的一次侧和二次侧线圈电流幅值更小, 线圈损耗更小, 尤其在轻载时, 优化效果明显。同时, 采用本文所提补偿参数设计方法时, i_p 和 i_s 之间的相位角更大, 根据前文分析, 有功功率的占比更高, IPT 系统效率更高。

此外, 在负载调整过程中, 采用本文补偿参数设计方法的 IPT 系统的输出电压值较稳定, 输出电压在 400 V 的±3%以内波动, 如图 11 所示。

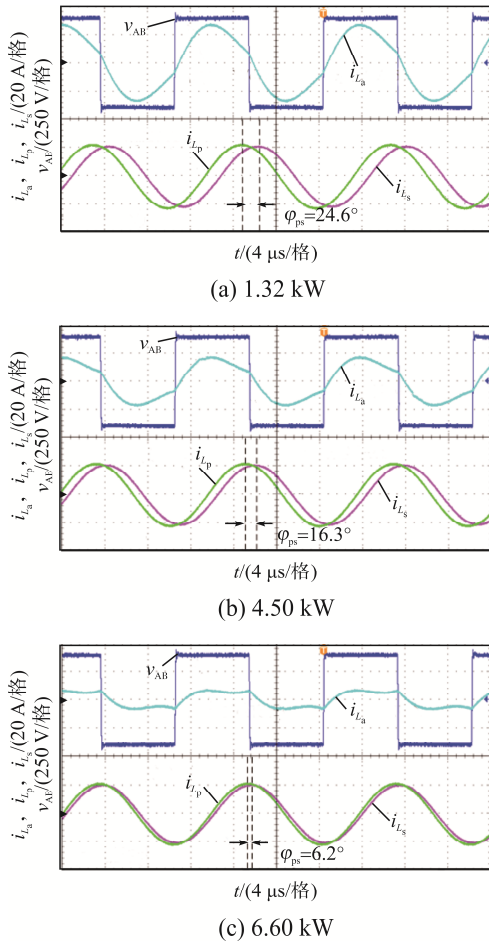


图 9 不同负载功率时采用传统设计方法的实验结果
Fig. 9 Experimental results obtained using conventional design method at different values of load power

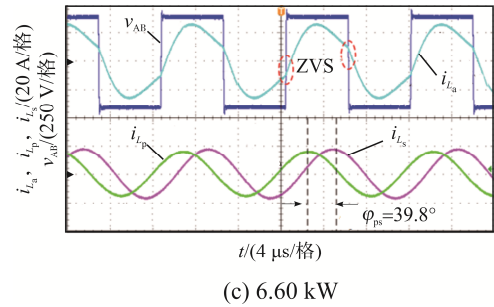
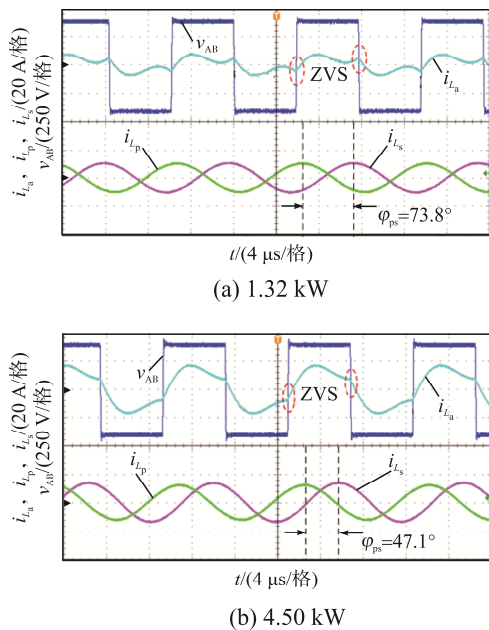


图 10 不同负载功率时采用本文设计方法的实验结果
Fig. 10 Experimental results obtained using proposed design method at different values of load power

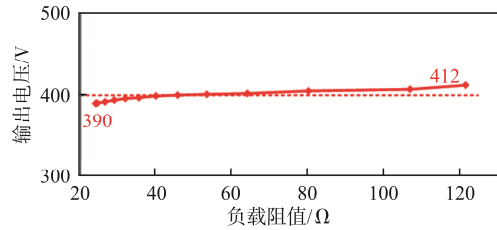


图 11 全负载范围内输出电压
Fig. 11 Output voltage in full load range

为了测试系统动态性能, 输出功率在 6.6 kW 与 5.0 kW 之间跳变时的实验波形如图 12 所示, 输出电压基本保持稳定, 系统具备良好的动态特性。

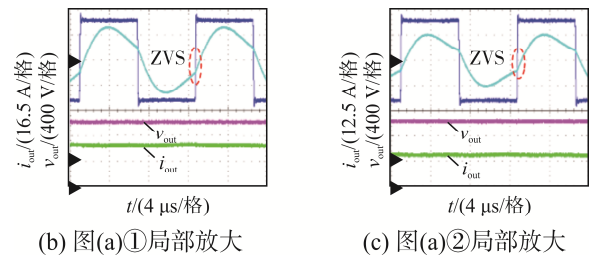
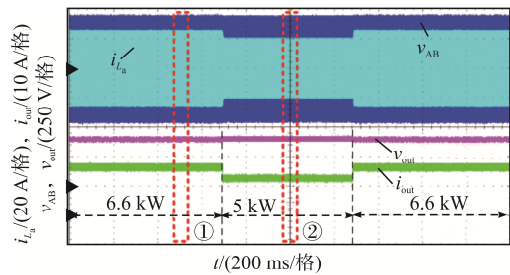


图 12 负载瞬态波形
Fig. 12 Waveforms when load is changed

4.2 系统效率

图 13 为不同输出功率时, 传统设计方法和本文设计方法设计的 IPT 系统的效率。在恒压模式, 本文设计方法的效率总是高于传统方法。输出功率

6.6 kW 时, 本文设计方法效率为 95.0%, 比传统方法提高了 1.5%; 在 20% 额定负载时, 本文设计方法效率为 93.1%, 比传统方法提高了 9.2%。

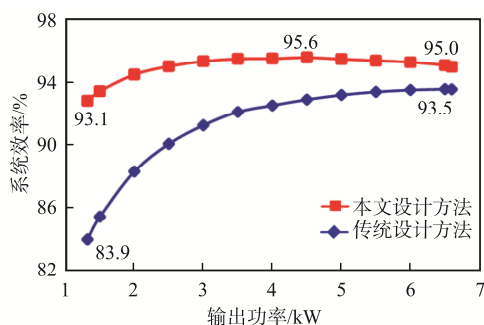


图 13 不同设计方法效率对比

Fig. 13 Comparison of system efficiency between different design methods

5 结语

本文将双边 LCC 补偿网络拆分为 3 个级联的 T 型网络, 简化了负载无关 CV 输出模式时的 ZPA 条件。通过建立松耦合线圈功率传输模型, 计算线圈之间有功率与无功功率值, 分析得出在相同功率下, 一次侧和二次侧线圈电流之间的相位角越接近 90° , 系统效率越高的结论。在此基础上, 采用求解近似最优解的思想, 提出了 1 种双边 LCC 补偿参数的设计方法, 并搭建实验样机进行验证。实验数据表明, 本文所提设计方法可以使 CV 模式的 IPT 系统在不同负载情况下, 均能保持较高效率。与传统设计方法相比, 6.60 kW 时效率提高了 1.5%, 1.32 kW 时效率提高了 9.2%, 实现了双边 LCC 补偿网络 IPT 系统恒压输出的效率优化。

参考文献:

- [1] 荣灿灿, 严俐慧, 路聪慧, 等. 基于超材料与超表面的无线电能传输技术研究现状与进展综述[J]. 电工技术学报, 2023, 38(20): 5369-5384.
Rong Cancan, Yan Lihui, Lu Conghui, et al. Overview on research status and progress of wireless power transfer technology based on metamaterials and metasurfaces [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(20): 5369-5384. (in Chinese)
- [2] 戴卫力, 费峻涛, 肖建康, 等. 无线电能传输技术综述及应用前景[J]. 电气技术, 2010, 11(7): 1-6.
Dai Weili, Fei Juntao, Xiao Jiankang, et al. An overview and application prospect of wireless power transmission technology [J]. Electrical Engineering, 2010, 11(7): 1-6. (in Chinese)
- [3] 李卓玥, 王春芳, 魏芝浩, 等. 电动汽车无线充电电磁耦合器屏蔽层的优化设计[J]. 电源学报, 2023, 21(6): 144-151.
Li Zhuoyue, Wang Chunfang, Wei Zhihao, et al. Optimization and design of shielding layer in magnetic coupler for wireless charging of electric vehicles [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(6): 144-151. (in Chinese)
- [4] 程志远, 宋晓逸, 吴晓婷, 等. 无线充电系统旋转式电磁耦合器损耗计算及热点温度研究[J]. 电工技术学报, 2024, 39(7): 1932-1942.
Cheng Zhiyuan, Song Xiaoyi, Wu Xiaoting, et al. Loss calculation and hot spot temperature research of rotary electromagnetic coupler in wireless charging system [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(7): 1932-1942. (in Chinese)
- [5] 惠杰, 乔凯, 赵杨, 等. 基于电流畸变特性的整流器开路故障诊断系统设计与实现[J]. 电源学报, 2023, 21(3): 170-182.
Hui Jie, Qiao Kai, Zhao Yang, et al. Design and realization of open-circuit fault diagnosis system for rectifier based on current distortion characteristics [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(3): 170-182. (in Chinese)
- [6] Ahmad A, Alam M S, Chabaan R. A comprehensive review of wireless charging technologies for electric vehicles [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2018, 4(1): 38-63.
- [7] 殷正刚, 史黎明, 范满义. 电磁感应式无线电能传输系统一次电流效率优化配置[J]. 电工技术学报, 2021, 36(S1): 46-53.
Yin Zhenggang, Shi Liming, Fan Manyi. Optimal setting of primary coil current for efficiency in electromagnetic inductive wireless power transfer system [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(S1): 46-53. (in Chinese)
- [8] Qu Xiaohui, Han Hongdou, 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.
- [9] Patil D, McDonough M K, Miller J M, et al. Wireless power transfer for vehicular applications: Overview and challenges [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2018, 4(1): 3-37.
- [10] Qu Xiaohui, Yao Yunchang, Wang Dule, et al. A family of hybrid IPT topologies with near load-independent output and high tolerance to pad misalignment [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(7): 6867-6877.
- [11] 国玉刚, 崔纳新. LCC-S 型无线电能传输系统优化配置及特性研究[J]. 电工技术学报, 2019, 34(18): 3723-3731.
Guo Yugang, Cui Naxin. Research on optimal configuration and characteristics based on LCC-S type wireless power transfer system [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(18): 3723-3731. (in Chinese)
- [12] Wang Xiaoqiang, Xu Jianping, Ma Hongbo, et al. A high efficiency LCC-S compensated WPT system with dual decoupled receive coils and cascaded PWM regulator [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2020, 67(12): 3142-3146.
- [13] Mai Ruikun, Chen Yang, Zhang Youyuan, et al. Optimization of the passive components for an S-LCC topology-based WPT system for charging massive electric bicycles [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(7): 5497-5508.
- [14] Shi Guangyao, Guo Weifeng, Liu Xiaosheng, et al. A double-T-type compensation network and its tuning method for IPT system [C]// 2016 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES). Trivandrum, India, 2016: 1-5.
- [15] 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 Jin, Wu Xusheng, Hu Fengge, 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. (in Chinese)
- [16] Li Siqi, Li Weihang, Deng Junjun, 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.
- [17] Vu V B, Tran D H, Choi W. Implementation of the constant current and constant voltage charge of inductive power transfer systems with the double-sided LCC compensation topology for electric vehicle battery charge applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(9): 7398-7410.
- [18] Qu Xiaohui, Chu Haijun, Wong S C, et al. An IPT battery charger with near unity power factor and load-independent constant output combating design constraints of input voltage and transformer parameters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(8): 7719-7727.
- [19] 王佩月, 左志平, 孙跃, 等. 基于双侧 LCC 的全双工无线电能传输能量信号并行传输系统[J]. 电工技术学报, 2021, 36(23): 4981-4991.
Wang Peiyue, Zuo Zhiping, Sun Yue, et al. Full-duplex simultaneous wireless power and data transfer system based on double-sided LCC topology [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(23): 4981-4991. (in Chinese)
- [20] Zhang Wei, Mi C C. Compensation topologies of high-power wireless power transfer systems [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(6): 4768-4778.
- [21] Li Siqi, 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.



樊龙海

作者简介:

樊龙海(1998—), 男, 硕士研究生。研究方向: 无线电能传输。E-mail: fanlh_work@163.com。

许建平(1963—), 男, 中国电源学会会员, 通信作者, 博士, 教授。研究方向: 开关变换器的控制技术、功率因数校正技术。E-mail: jpxu-swjtu@163.com。

任胜(1997—), 男, 博士研究生。研究方向: 无线电能传输。E-mail: rensheng@my.swjtu.edu.cn。

何澍泽(1996—), 男, 硕士研究生。研究方向: 无线电能传输。E-mail: Shuze_he@163.com。

(责任编辑: 耿越)