

doi: 10.11835/j.issn.1000-582X.2023.04.006

LCC-S 型无线电能传输系统的磁耦合机构参数多目标优化技术

马涛¹, 苏玉刚², 王子驰³, 于士京¹, 王智慧²

(1. 国网雄安新区供电公司, 河北保定 071600; 2. 重庆大学自动化学院, 重庆 400044; 3. 平高集团有限公司, 河南平顶山 467001)

摘要:为了解决 MC-WPT 系统中磁耦合机构参数设计缺乏系统性的优化方法问题, 以 2 个平面螺旋线圈构成的电磁耦合机构作为研究及优化对象, 针对 LCC-S 型 WPT 系统, 提出一种磁耦合机构参数多目标优化方法。以线圈半径、传输距离和线圈匝数 3 个耦合机构几何参数作为决策变量, 以系统传输效率、传输功率与总谐波畸变率为目标函数, 利用基于带精英策略的非支配排序遗传算法 II (NSGA-II) 对 MC-WPT 系统进行优化, 得到了 3 个目标函数的 Pareto 解集。最后, 将优化后的参数带入 MATLAB/Simulink 仿真模型中对系统进行仿真, 并搭建了一套实验装置进行实验验证, 仿真和实验结果证明了提出的多目标优化方法的可行性和有效性。研究提出的 MC-WPT 系统磁耦合机构参数多目标优化方法能够为 MC-WPT 系统耦合机构参数的设计提供理论性指导。

关键词:无线电能传输; 磁耦合机构; 参数优化; NSGA-II

中图分类号: TM724

文献标志码: A

文章编号: 1000-582X(2023)04-052-12

Multi-objective optimization technology for parameters of magnetic coupler of LCC-S type MC-WPT system

MA Tao¹, SU Yugang², WANG Zichi³, YU Shijing¹, WANG Zhihui²

(1. State Grid Xiongan New Area Electric Power Supply Company, Baoding 071600, Hebei, P. R. China;
2. College of Automation, Chongqing University, Chongqing 400044, P. R. China; 3. Pinggao Group Co., Ltd., Pingdingshan 467001, Henan, P. R. China)

Abstract: In this paper, the magnetic coupler composed of two planar spiral coils was studied and optimized. In view of the LCC-S type WPT system, a multi-objective optimization method for geometric parameters of the magnetic coupler was proposed. Taking the coil radius, transmission distance and coil turns as decision variables, with the transmission efficiency, transmission power and total harmonic distortion as objective functions, the performance of the MC-WPT system was optimized by using a fast and elitist multi-objective genetic algorithm, that is, non-dominated sorting genetic algorithms II (NSGA-II). The Pareto solution sets of three objective functions were obtained. Finally, the optimized parameters were brought into the MATLAB/Simulink simulation

收稿日期: 2021-12-21

基金项目: 国网河北省电力公司科技项目(5204XQ19002)。

Supported by the Science and Technology Project of State Grid Hebei Electric Power Supply Co., Ltd. (5204XQ19002).

作者简介: 马涛(1979—), 男, 硕士, 主要从事电力综合能源方向研究, (E-mail)1981023969@qq.com。

model, and an experimental prototype was built. The simulation and experimental results verified the feasibility and effectiveness of the proposed method.

Keywords: wireless power transfer; magnetic coupler; parameter optimization; NSGA-II

无线电能传输(wireless power transfer, WPT)技术是一种综合利用电力电子技术和现代控制理论并通过软介质来实现电能无线传输的技术,目前也是国内外研究热点^[1-4]。它解决了传统导线直接电气接触带来的各种问题,具有广泛的应用前景。

磁场耦合式无线电能传输(magnetic-field coupled wireless power transfer, MC-WPT)技术,以磁场作为电能传输介质,具有系统电能传输效率高、输出功率大、易实现等优点,已广泛应用于消费电子^[5]、生物医学^[6]、电动汽车^[7]、智能家居等领域^[8],如何进一步提高系统性能是目前的研究热点。

磁耦合机构是实现无线电能传输的关键部分之一,传统的设计方法只是根据经验选取磁耦合机构的几何尺寸,然后对系统进行设计,这会导致设计工作效率低,且难以保证系统综合性能。在MC-WPT系统磁耦合机构优化设计方面,文献[9]建立了电磁耦合机构参数优化的非线性规划模型,引入交叉熵算法对参数优化问题进行处理,文献[10]为实现对耦合系数和线圈尺寸2个指标的同时优化,设计了禁忌搜索算法,结合有限元仿真结果,实现了磁耦合机构的多目标优化,文献[11]基于解析计算和有限元模型,导出了大功率WPT系统普遍有效的设计准则,实现耦合机构在效率和面积相关功率密度方面的优化,文献[12]采用多目标混合粒子群优化算法和多目标实数粒子群优化算法对圆形耦合器进行设计,实现了系统性能提高和设计过程自动化。然而这些方法均需要建立仿真模型,计算过程复杂,效率较低。笔者将综合考虑磁耦合机构几何参数与电路参数之间的联系,建立多参数、多性能目标函数的非线性规划模型,对系统进行全局优化,得到能够满足系统性能要求的耦合机构参数。

研究选取2个平面螺旋线圈构成的电磁耦合机构作为研究对象,针对LCC-S型MC-WPT系统,提出一种磁耦合机构参数多目标优化方法。通过求解系统传输效率、输出功率和总谐波畸变率(total harmonics distortion, THD)关于线圈半径、传输距离、线圈匝数的关系式,构建表征系统传输能力的约束条件,并建立系统的非线性规划(nonlinear programming, NLP)模型。利用基于带精英策略的非支配排序遗传算法(non-dominated sorting genetic algorithm II, NSGA-II)在预设范围内对线圈半径、传输距离、线圈匝数寻优,得出系统输出功率、传输效率和THD 3个目标函数的Pareto解集。根据实际需求目标,选取一组最优解,结合系统补偿网络的参数设计方法求解系统其他参数,基于MATLAB/Simulink平台对系统进行仿真,并搭建了一套实验装置,仿真和实验结果验证了方法的可行性和有效性。

1 系统拓扑及工作原理

研究所采用的LCC-S型MC-WPT系统电路如图1所示,所谓LCC-S结构,即发射端补偿网络为电感-电容-电容的形式,接收端为单电容串联补偿,该结构的MC-WPT系统具有发射端恒流、负载端恒压输出特性,受到广泛应用^[13-14]。MC-WPT系统主要分为电能发射端和电能接收端2个部分。电能发射端主要由直流电源 E_{dc} (或电网交流电经整流滤波后的直流电)、高频逆变模块(由开关管 S_1 - S_4 组成)、LCC补偿网络(由 L_1 、 C_1 和 C_2 组成)和发射线圈 L_2 构成。其中高频逆变模块用于把直流电源转换成高频的交流电源,有利于提高系统传输性能。高频逆变结构主要包括E类变换器、半桥逆变器、全桥逆变器和推挽式逆变器。E类变换器谐波含量过多,对电源不利;半桥式逆变器电源利用率低,且会出现半导通区,损耗大;推挽式逆变器对开关管的耐压要求比较高。由于全桥逆变器开关管应力相对较低,可用于大功率场合,且易于实现软开关,是大多数无线供电系统主流逆变器,研究也采用全桥逆变器。电能接收端主要由接收线圈 L_3 、补偿电容 C_3 、整流滤波模块(由 D_1 - D_4 和 C_4 组成)和负载电阻构成。直流电通过高频逆变电路将电能转换成高频交流电,经发射端补偿环节使电路工作于谐振状态下,能量通过高频电磁场在磁耦合系统中交换,接收端经补偿网络匹配工作于同一谐振频率下,使得能量得以高效传输,最终经整流滤波成直流电为负载供电。

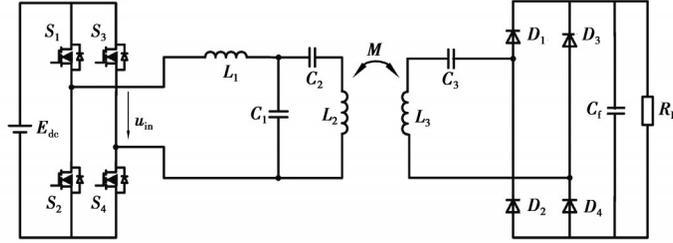


图1 LCC-S型MC-WPT系统电路图

Fig. 1 LCC-S type MC-WPT system topology

2 圆形平面螺旋线圈耦合机构

平面式绕制线圈构成的耦合机构具有耦合面积大、占用体积小及受水平偏移影响小等突出的优点^[15-16], 常应用于大功率无线供电的场合, 在线圈尺寸被严格限制的应用场合需要根据实际需求采用双层甚至多层的平面线圈。无线电能传输系统的磁耦合机构大部分采用单匝圆形谐振线圈, 如图2所示。

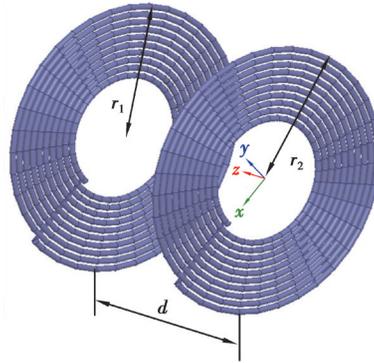


图2 圆形平面线圈

Fig. 2 Circular planar coil

单匝线圈自感 L_n 可以由以下公式确定

$$L_n = \mu_0 r_n \left[\ln \left(\frac{8r_n}{w} \right) - 1.75 \right], n = 1, 2, \quad (1)$$

式中: μ_0 为真空中磁导率; w 为线圈线径; n 为发射端和接收端线圈的序号。

2载流线圈之间的互感 M_{ij} 计算公式为^[17]

$$M_{ij} = f(r_i, r_j, d, x) = \frac{\mu_0 \pi r_i^2 r_j^2}{2(r_i^2 + r_j^2 + d^2 + x^2)^{3/2}} \left[1 - \frac{3}{2} \delta + \frac{15}{32} \zeta^2 \left(1 - \frac{21}{2} \delta \right) + \frac{15}{16} (\lambda^2 + \phi^2) \left(1 - \frac{7}{4} \delta \right) \right], \quad (2)$$

其中

$$\begin{cases} \delta = \frac{x^2}{r_i^2 + r_j^2 + d^2 + x^2}, \\ \zeta = \frac{2r_i r_j}{r_i^2 + r_j^2 + d^2}, \\ \lambda = \frac{2x r_i}{r_i^2 + r_j^2 + d^2 + x^2}, \\ \phi = \frac{2x r_j}{r_i^2 + r_j^2 + d^2 + x^2}, \\ r_i = r_1 - (n_1 - i)(w_p + s_p) - w_p/2, \\ r_j = r_2 - (n_2 - j)(w_s + s_s) - w_s/2, \end{cases} \quad (3)$$

式中: r_1, r_2 为发射端和接收端线圈最外圈半径; r_i, r_j 为发射端和接收端第 i, j 线圈半径; c 为圆心至导线中心的距离, d 为传输距离; x 为偏移距离; w_p 和 w_s 均为线径; s_p, s_s 为线圈间距; n_1 为初级线圈匝数, n_2 为次级线圈匝数。

为避免2个线圈轴心发生偏离从而导致传输效率下降的问题,将发射线圈与接收线圈同轴放置,故 $x=0$, 代入公式(2),化简得到

$$M_{ij} = f(r_i, r_j, d) = \frac{\mu_0 \pi r_i^2 r_j^2}{2(r_i^2 + r_j^2 + d^2)^{3/2}} \left[1 + \frac{15}{32} \left(\frac{2r_i r_j}{r_i^2 + r_j^2 + d^2} \right)^2 \right], \quad (4)$$

因此,对于多匝线圈构成的磁耦合机构,其互感公式可简化为

$$M = \sum_{i=1}^{n_1} \sum_{j=1}^{n_2} M_{ij}. \quad (5)$$

3 补偿网络参数设计与磁耦合机构参数优化

磁耦合机构的几何参数与接收线圈和发射线圈的电感和互感存在一定的数学关系。而系统输出功率、传输效率和 THD 等性能主要由系统电路参数决定,因此需要建立 LCC-S 型 MC-WPT 系统性能关于电路参数的关系式,进一步建立系统性能与磁耦合机构几何参数之间的关系,并给出相应的参数设计方法,得到系统 NLP 模型,以便于对系统进行优化。

3.1 LCC-S 型补偿网络参数设计方法

研究采用基波近似(fundamental harmonic approximation, FHA)方法对电路系统进行分析,可将图1所示的电路简化为图3所示电路,图中 R_s 为电源等效内阻, R_1, R_2 和 R_3 分别为 L_1, L_2 和 L_3 的等效串联电阻(equivalent series resistance, ESR), u_p 为逆变输出电压基波分量,其有效值为 $U_p = 2\sqrt{2}/\pi \cdot E_{dc}$, R_{eq} 为交流等效电阻^[18],且 $R_{eq} = R_L \cdot 8/\pi^2$ 。

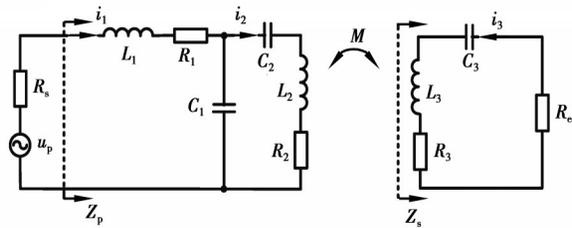


图3 LCC-S型MC-WPT系统简化电路模型

Fig.3 LCC-S type MC-WPT system simplified circuit model

由于系统电路在高频工作情况下,电感的感抗和电容的容抗远大于其ESR,为了简化计算,以便于得到电抗元件之间的关系,可以忽略2个线圈的内阻、补偿电感的内阻和电源内阻。

图3可简化为如图4(a)所示电路。图中接收端线圈的自感 L_3 和补偿电容 C_3 间发生串联谐振,因此可以等效为短路,故以下关系式成立

$$\omega^2 L_3 C_3 = 1, \quad (6)$$

式中, ω 为接收端谐振频率,令系统工作频率与接收端谐振频率保持一致,进一步可得接收端电流为

$$\dot{I}_3 = \frac{\dot{U}_{out}}{R_{eq}} = -\frac{j\omega M \dot{I}_2}{R_{eq}}. \quad (7)$$

将式(7)代入接收端的受控源可得

$$j\omega M \dot{I}_3 = \frac{\omega^2 M^2 \dot{I}_2}{R_{eq}} = R_{ref} \dot{I}_2, \quad (8)$$

式中^[18] R_{ref} 为接收端反射阻抗;且 $R_{ref} = \omega^2 M^2 / R_{eq}$,因此可以将图4(a)所示电路进一步简化为如图4(b)所示电路,推出其各级阻抗分别为

$$\begin{cases} Z_1 = \frac{1}{j\omega C_2} + j\omega L_2 + R_{\text{ref}}, \\ Z_2 = \frac{Z_1}{j\omega C_1 Z_1 + 1}, \\ Z_3 = j\omega L_1 + Z_2. \end{cases} \quad (9)$$

因此接收端电路输入阻抗 Z_3 可表示为

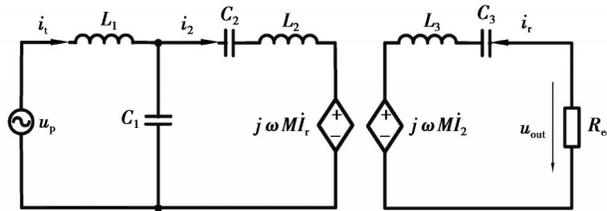
$$Z_3 = \frac{\omega^4 C_1 C_2 L_1 L_2 R_{\text{eq}} - \omega^2 R_{\text{eq}} (L_1 C_1 + L_1 C_2 + L_2 C_2) + R_{\text{eq}} + j\omega^3 M^2 C_2 (1 - \omega^2 C_1 L_1)}{-\omega^4 M^2 C_1 C_2 + j\omega R_{\text{eq}} (C_1 + C_2 - \omega^2 L_2 C_1 C_2)}. \quad (10)$$

为保证系统工作于全谐振状态,输入阻抗虚部应为零,由式(10)可以推出

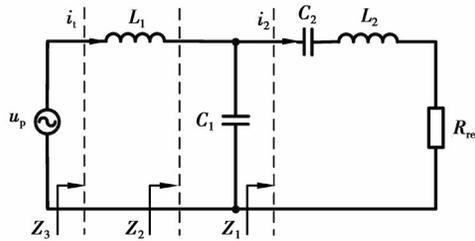
$$\begin{cases} 1 - \omega^2 L_1 C_1 = 0 \\ C_1 + C_2 - \omega^2 L_2 C_1 C_2 = 0 \end{cases} \quad (11)$$

将式(6)和(11)的关系代入式(10)中,可以将输入阻抗化简为

$$Z_3 = \frac{R_{\text{eq}} L_1^2}{M^2} = \frac{R_{\text{eq}} C_3^2 L_3^2}{C_1^2 M^2}. \quad (12)$$



(a) 受控源等效电路



(b) 反射阻抗等效电路

图4 LCC-S型MC-WPT系统等效电路

Fig.4 LCC-S type MC-WPT system equivalent circuit

式(11)所示的等式关系即为系统工作于ZPA的等式约束条件,若系统频率一定,则可根据式(6)、(11)确定系统补偿元件参数与线圈电感之间的关系式。若输入电压和负载电阻一定,可根据式(12)给出系统输入功率关于电路参数的表达式,以便于求解系统输出功率和传输效率。

3.2 磁耦合机构参数优化

由于高阶系统及其磁耦合机构涉及的参数和性能指标较多,计算公式复杂,现有参数设计方法很难得到全局最优解,因此考虑采用一种智能优化算法对系统磁耦合机构参数进行全局优化。智能算法有很多,选择NSGA-II,其算法操作简单,全局搜索能力强且搜索效率高,具备处理多目标优化复杂问题的能力。

在对系统优化之前,首先需要建立系统NLP模型。研究主要考虑系统输出功率、传输效率和系统总谐波畸变率3个目标函数,将磁耦合机构几何参数与系统参数相结合,对系统参数进行优化,进一步提高系统性能。在优化中需要考虑发射端和接收端的线圈内阻及补偿电感的内阻,如图3所示等效电路,输入端阻抗 Z_p 表达式为

$$Z_p = j\omega L_1 + R_1 + \frac{1}{j\omega C_1 + \frac{1}{\frac{1}{j\omega C_2} + j\omega L_2 + R_2 + R_{\text{ref}}}} \quad (13)$$

系统的输入功率为

$$P_{\text{in}} = U_p I_1 = U_p \cdot \frac{U_p}{Z_p + R_s} \quad (14)$$

系统损耗功率为

$$P_{\text{loss}} = I_1^2 R_1 + I_2^2 R_2 + I_3^2 R_3, \quad (15)$$

其中: $R_m = \frac{\omega L_m}{Q_L}$; $m=1, 2, 3$, Q_L 为电感品质因数。由式(14)和(15)可以得到系统的输出功率为

$$P_{\text{out}} = P_{\text{in}} - P_{\text{loss}} = k^2 R_{\text{ref}}^2 R_1 + \frac{k^2 (\omega^2 L_1^2 - R_1 R_{\text{ref}})^2 R_2}{\omega^2 L_1^2} + \frac{k^2 M^2 (\omega^2 L_1^2 - R_1 R_{\text{ref}})^2 R_3}{L_1^2 (R_{\text{eq}} + R_3)^2} - k U_p R_{\text{ref}} \quad (16)$$

进一步得到系统效率为

$$\eta = \frac{k U_p R_{\text{ref}} - k^2 R_{\text{ref}}^2 R_1 - \frac{k^2 (\omega^2 L_1^2 - R_1 R_{\text{ref}})^2 R_2}{\omega^2 L_1^2} - \frac{k^2 M^2 (\omega^2 L_1^2 - R_1 R_{\text{ref}})^2 R_3}{L_1^2 (R_{\text{eq}} + R_3)^2}}{k U_p R_{\text{ref}}} \times 100\%, \quad (17)$$

其中, $k = \frac{U_p}{\omega^2 L_1^2}$ 。

由于轻载时 LCC 补偿网络受高次谐波的影响,输入电流容易发生畸变,因此将输入电流的总谐波畸变率(THD)作为系统性能指标之一,其计算公式如式(18)所示。对于系统而言,THD 值越小,电流的品质越好,越接近于基波,因此在优化中 THD 应取最小值

$$\text{THD} = \frac{\sum \sqrt{I_3^2 + I_5^2 + I_7^2 + \dots}}{I_1} \quad (18)$$

考虑系统的约束条件如下:

1) 额定参数值约束。系统电路中的电感电流和电容电压必须比额定值小,用下标 max 表示额定值,也即电感电流与电容电压的上限值。

2) 品质因数约束。系统的品质因数太小会增大系统的输入谐波含量,所以发射端、接收端的品质因数 Q_0 、 Q_L 必须大于 Q_i , Q_i 是提高系统谐振品质的最小容限。但随着品质因数增加到过大,系统对参数变化更敏感,会导致电路谐振更困难,所以 Q 值也必须有上限 Q_u 。

3) 参数变量的约束。实际线圈尺寸半径、匝数、传输距离在不同的应用环中有局限性,实际变量有自己的上下限,输出功率也与应用场合有关。通常情况下,电感电容的值都不能是负值,因此计算过程中也应满足以上条件。

4) ZPA 约束。为了使系统工作于全谐振状态,系统电路参数之间需要满足一定的关系,式(11)即为系统满足 ZPA 的等式约束条件。

5) 功率传输约束。为了获得更合适的功率,定义 S_{LCC} 为表征系统传输功率能力的系数^[18],其表达式为

$$S_{\text{LCC}} = \frac{2U_{\text{out}}}{U_p} \sqrt{\frac{R_s}{R_{\text{eq}}}} \quad (19)$$

根据电路理论可以得到

$$\frac{U_{\text{out}}}{U_p} = \frac{MC_1 C_3 L_3 R_{\text{eq}}}{M^2 R_s C_1^2 + C_3^2 L_3^2 R_{\text{eq}}} \quad (20)$$

S_{LCC} 的范围在 (0, 1) 之间,其值越大,说明系统功率传输能力越强。根据经验,保证其值在 (0.7, 1) 范围内。

利用等式约束条件消除非独立变量,不仅减少约束条件个数,也简化了变量个数。令独立的待优化变量为线圈半径 r 、传输距离 d 、线圈匝数 n ,参数优化设计的目标函数包括系统的最大输出功率 P_{out} 、最大传输效率

η 及最小 THD, $f_1(X) = -P_{\text{out}}$, $f_2(X) = -\eta$, $f_3(X) = \text{THD}$ 。建立系统的非线性规划(NLP)模型

$$\begin{aligned} \min : & f_1(X) = -P_{\text{out}}, \\ & f_2(X) = -\frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} \times 100\%, \\ & f_3(X) = \text{THD}, \\ \text{s.t.} : & \begin{cases} n_l \leq n \leq n_u \\ r_l \leq r \leq r_u \\ d_l \leq d \leq d_u \\ Q_l \leq Q_L \leq Q_u \\ Q_l \leq Q_0 \leq Q_u \end{cases}, \quad \begin{cases} I_L < I_{L\text{max}} \\ U_C < U_{C\text{max}} \\ C_2 > 0 \\ 0.7 < S_{\text{LCC}} < 1 \end{cases}. \end{aligned} \quad (21)$$

其中: Q_0 是发射端品质因数; $Q_0 = \frac{\omega^5 C_1 M^2 L_3 C_3}{\omega^4 C_1^2 M^2 R_1 + R_L}$; Q_L 是负载品质因数, $Q_L = \frac{\omega L_3}{R_L + R_e}$ 。

Deb 等^[19]于2002年通过对NSGA进行改进而提出NSGA-II,通过引入快速非支配排序策略、精英策略和拥挤距离策略,减少了计算复杂性。将此算法应用于磁耦合机构参数优化,优化算法流程图如图5所示。

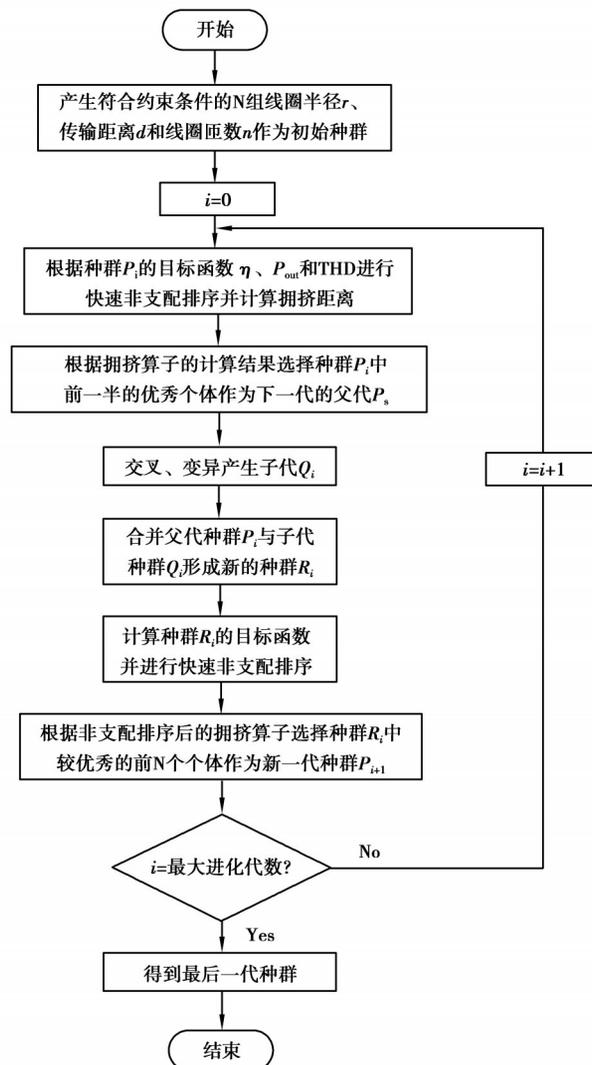


图5 基于NSGA-II的耦合机构参数优化流程图

Fig. 5 Flow chart of coupling mechanism parameter optimization based on NSGA-II

若给定 E_{dc} 、 L_l 、 R_l 、 w_p 、 w_s 、 s_p 和 s_s , 令 $L_1=12 \mu\text{H}$, $r_1=r_2=r$, $n_1=n_2=n$, $w_p=w_s=1.35 \text{ mm}$, $s_p=s_s=0.1 \text{ mm}$ 。采用 NSGA-II 算法对 LCC 型 WPT 系统磁耦合机构进行优化, 算法优化结果如图 6 所示, 优化解集构成一个三维的 Pareto 曲面, 其在不同平面的投影如图 7 所示。

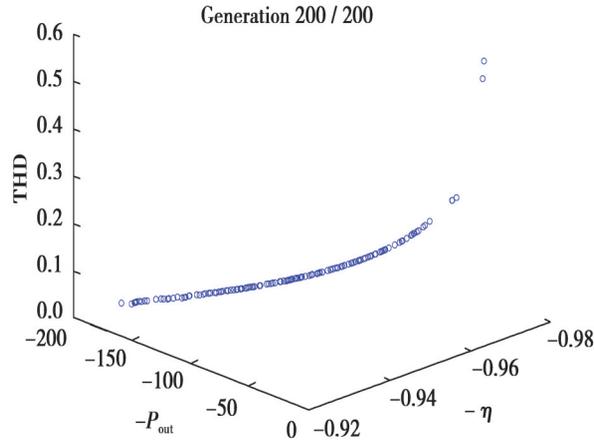


图 6 算法优化结果

Fig. 6 Algorithm optimization results

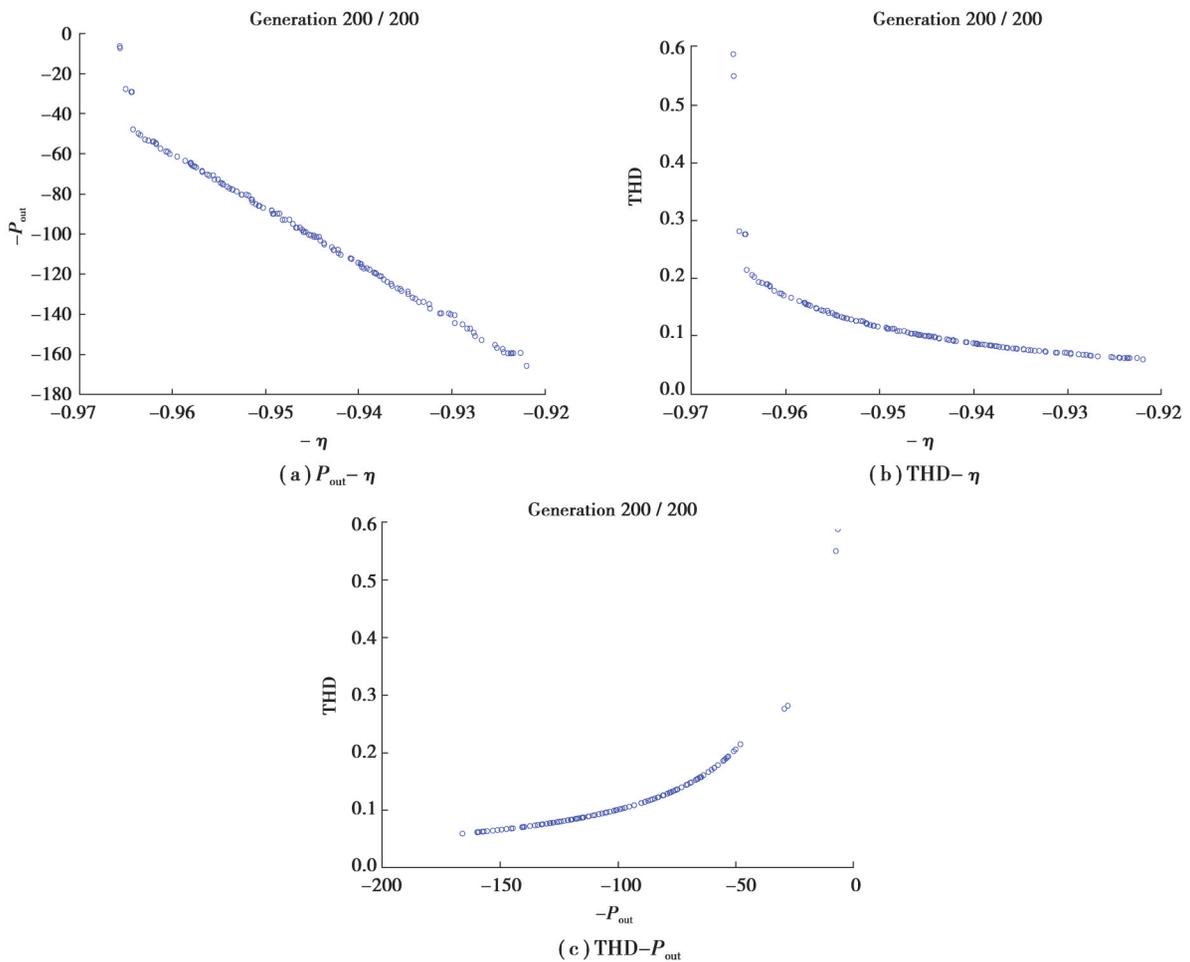


图 7 算法优化结果在不同平面的投影

Fig. 7 Projection of optimization results in different planes

从优化所得到的 Pareto 前沿中选取 3 组最优参数,如表 1 所示,可以看出优化结果不唯一。虽然优化结果之间相互不影响,但是优化结果不可能同时保证 3 个目标函数同时取最小值。对于大部分优化结果而言,只能保证其中 2 个目标函数最优,而另外一个目标函数相较于其他解较差。因此,在工程应用中,可根据实际耦合机构的尺寸需求,以及不同的功率、效率和 THD 的需求,折中选择不同的优化参数。

表 1 从 Pareto 前沿选取的优化结果

Table 1 Optimization results selected from Pareto frontier

组数	半径/cm	传输距离/cm	匝数	Pout/W	η /%	THD/%
第一组	8.560 47	3.533 49	19.953 5	94.909 1	94.122 3	7.786 99
第二组	5.731 52	3.667 44	14.234 1	48.775	96.264	20.654 8
第三组	8.727 28	3.768 52	21.641 6	70.67	95.741	13.986

4 仿真和实验验证

4.1 仿真分析

为了验证所提出系统的参数优化与设计方法的正确性,以 70 W 的输出功率、95% 的传输效率和 15% 的 THD 为目标,以工作频率 85 kHz、负载电阻为 5 Ω 、输入电压为 20 V 为例,从优化结果中选取了一组满足条件的最优解,半径 $r_1=r_2=8.727$ cm,传输距离 $d=3.769$ cm,线圈匝数 $n=21.64$,得到的输出功率 $P_{out}=70.67$ W,传输效率为 95.741%,THD 为 13.986%。基于图 1 所示电路和相应参数设计与优化方法,计算出系统其他参数如表 2 所示。在 MATLAB/Simulink 仿真平台下建立系统仿真模型,将表 2 所示参数带入仿真模型中对系统进行仿真。如图 8 所示为逆变输出电压和电流波形,可见电压和电流同相位,但是由于 THD 较大,导致电流波形发生了畸变,线圈电流始终保持正弦,如图 9 所示,因此不影响电能传输。负载端电压和电流仿真波形如图 10 所示,可以计算出负载拾取到 70.67 W 功率,可见经过优化后的系统能满足所需求的性能指标。

表 2 系统主要参数

Table 2 Main parameters of the system

参数	取值	参数	取值
C1	116.86 nF	L2	85.71 μ H
C2	50.1 nF	L3	85.71 μ H
C3	35.1 nF	M	11.24 μ H
L1	11.58 μ H		

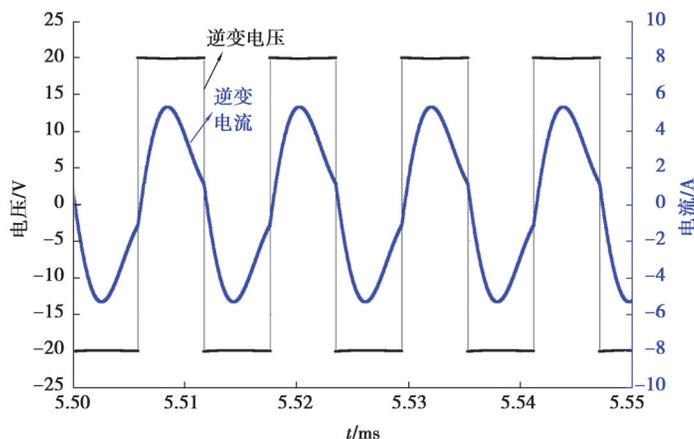


图 8 逆变输出电压和电流仿真波形

Fig. 8 Simulation waveform of inverter output voltage and current

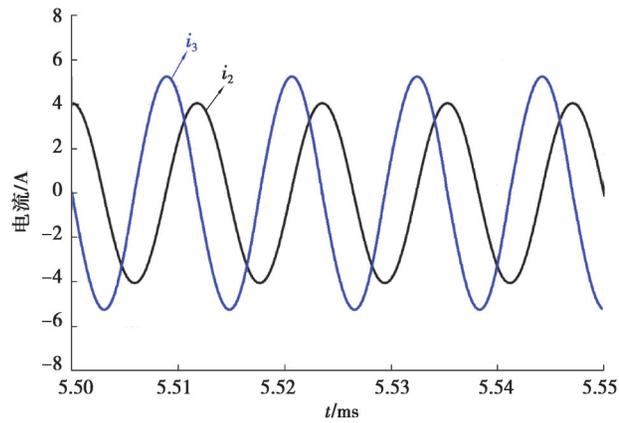


图9 线圈电流仿真波形

Fig. 9 Simulation waveform of coil current

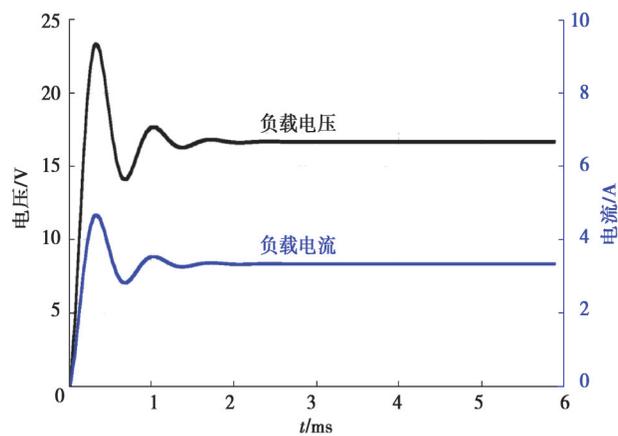


图10 负载电压和电流仿真波形

Fig. 10 Simulation waveform of load voltage and current

4.2 实验验证

为了验证提出的多目标优化方法指导工程设计的正确性和有效性,基于图1所示的MC-WPT系统电路拓扑和算法优化结果以及表2所示参数,搭建了一套实验装置,如图11所示,从左到右依次为逆变电路,主电路及发射端LCC型谐振补偿环节、耦合机构、接收端谐振电容、整流桥、滤波电容、负载。耦合机构的线圈采用利兹线绕制,补偿电感采用利兹线和铁粉芯磁芯绕制而成,所用的电容均为高频无感电容,逆变器开关管使用型号为STP30NF20的MOSFET,整流桥使用型号为HFA08TB60的二极管。

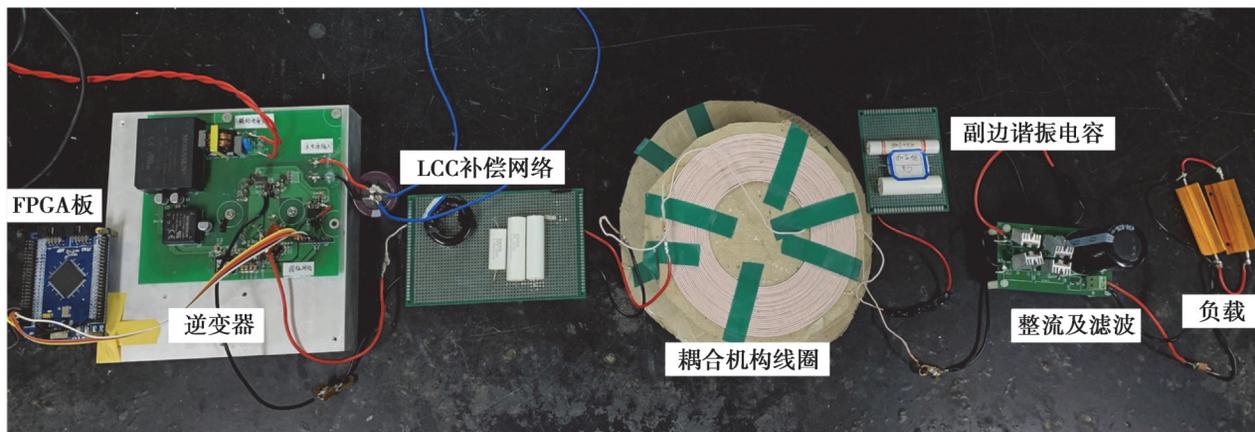


图11 MC-WPT系统实验装置图

Fig. 11 Experimental device of MC-WPT system

逆变输出电压和电流波形如图12所示,电压电流的波形同相位,系统工作于ZPA状态,且输出电流近似正弦,测得THD为11.2%,小于15%。负载 R_L 两端的电压和电流波形如图13所示,可以测出输出功率为71.83 W,输入功率为78.76 W,传输效率为91.2%。实验中效率略低于期望值,这是由于在实验装置中没有采用高效的开关器件和高Q值电感所致,但是实验结果与仿真结果基本一致。

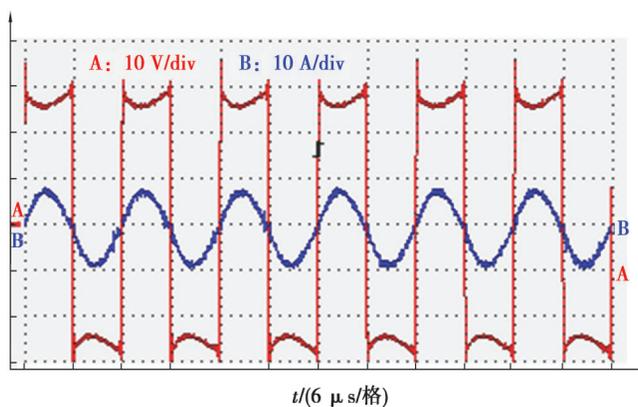


图12 逆变输出电压和电流实验波形

Fig. 12 Experimental waveform of inverter output voltage and current

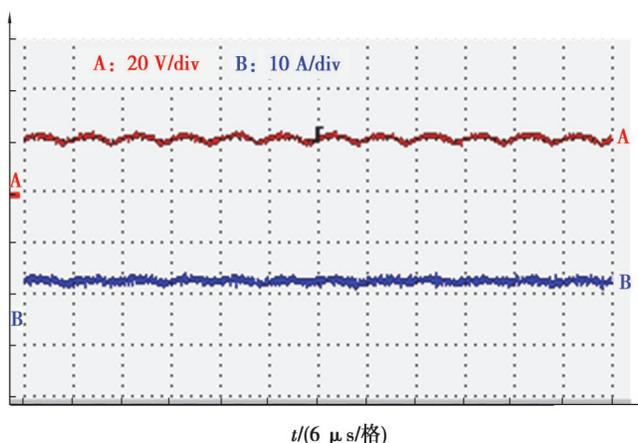


图13 负载电压和电流实验波形

Fig. 13 Experimental waveform of load voltage and current

5 结论

为了解决MC-WPT系统中磁耦合机构参数根据经验选取而导致的系统设计工作效率低,且难以保证系统综合性能问题,针对LCC-S型MC-WPT系统,提出了一种磁耦合机构参数多目标优化方法,实现了系统磁耦合机构几何参数在多约束多目标下的最优化。给出了磁耦合机构原接收端线圈自感和互感关于其几何参数的表达式,推导了满足系统全谐振的等式约束条件,以线圈半径、传输距离、线圈匝数作为决策变量,以系统传输效率、传输功率与总谐波畸变率为目标函数,采用NSGA-II对系统磁耦合机构参数进行了优化,得到了3个目标函数的Pareto前沿。根据目标需求,选取了一组Pareto解集中的最优解,并计算出系统其它参数,建立了系统仿真模型进行了仿真分析;基于系统的理论研究搭建了一套实验装置,给出了实验结果。仿真和实验结果验证所提出的磁耦合机构参数多目标优化方法的可行性和有效性。研究提出的MC-WPT系统磁耦合机构参数多目标优化方法能够为MC-WPT系统耦合机构参数的设计提供理论性指导。

参考文献

- [1] 程时杰, 陈小良, 王军华, 等. 无线输电关键技术及其应用[J]. 电工技术学报, 2015, 30(19): 68-84.

- Cheng S J, Chen X L, Wang J H, et al. Key technologies and applications of wireless power transmission[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(19): 68-84. (in Chinese)
- [2] 杨庆新, 章鹏程, 祝丽花, 等. 无线电能传输技术的关键基础与技术瓶颈问题[J]. 电工技术学报, 2015, 30(5): 1-8.
Yang Q X, Zhang P C, Zhu L H, et al. Key fundamental problems and technical bottlenecks of the wireless power transmission technology[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(5): 1-8. (in Chinese)
- [3] 朱望诚, 谢振超, 万信书. 基于无线电能传输技术的电动汽车 V2G 系统关键参数监测技术[J]. 电力自动化设备, 2018, 38(11): 8-14.
Zhu W C, Xie Z C, Wan X S. Key parameter monitoring technique for electric vehicle V2G system based on wireless power transfer technology[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(11):8-14. (in Chinese)
- [4] 刘晓胜, 顾轩溥, 姚友素, 徐殿国. 基于电容调制的无线电能传输系统信号电能同步传输[J]. 电力自动化设备, 2018, 38(3): 140-146.
Liu X S, Gu X P, Yao Y S, Xu D G. Synchronous transmission of signal and power in radio energy transmission system based on capacitive modulation[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(3): 140-146. (in Chinese)
- [5] Hui S Y. Planar wireless charging technology for portable electronic products and Qi[J]. Proceedings of the IEEE, 2013, 101(6): 1290-1301.
- [6] Chen Q, Wong S C, Chi K T, 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.
- [7] Huang C C, Lin C L, Wu Y K. Simultaneous wireless power/data transfer for electric vehicle charging[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(1):682-690.
- [8] 万有群. 燃气灶具点火控制器无线供电系统的电磁耦合机构研究与设计[D]. 重庆: 重庆大学, 2017.
Wan Y Q. Research and design of coupling mechanism applied to wireless power supply system for Gas stove ignition controller[D]. Chongqing: Chongqing University, 2017. (in Chinese)
- [9] 胡超. 电动汽车无线供电电磁耦合机构能效特性及优化方法研究[D]. 重庆: 重庆大学, 2015.
Hu C. Research on output performance and parameters optimization of magnetic coupler for EVs' wireless power supply[D]. Chongqing: Chongqing University, 2015. (in Chinese)
- [10] Mohamed A A S, An S G, Mohammed O. Coil design optimization of power pad in IPT system for electric vehicle applications[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2018, 54(4):1-5.
- [11] Bosshard R, Kolar J W, Muhlethaler J, et al. Modeling and η - α -pareto optimization of inductive power transfer coils for electric vehicles[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2015, 3(1):50-64.
- [12] Yilmaz T, Nazmul H, Zane R, et al. Multi-objective optimization of circular magnetic couplers for wireless power transfer applications[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2017, 53(8):1-12.
- [13] Bo L, Ranjith G K. Output characteristics of LCC-S compensation network and its optimal parameters design in IPT system [J]. 2017(13): 1576-1579.
- [14] 寇志豪, 杨斌, 陈阳, 等. 二维平面具有抗偏移恒压输出特性的感应式无线充电系统研究[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(15): 4576-4584, 4658.
Kou Z H, Yang B, Chen Y, et al. Study on IPT charging systems with the characteristics of misalignment tolerant in 2-dimension plane and constant voltage output[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(15): 4576-4584, 4658. (in Chinese)
- [15] 郑端端, 陈为, 陈庆彬. 无线充电平面螺旋线圈变匝宽新方案分析与优化[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(4): 1215-1224.
Zheng D D, Chen W, Chen Q B. The analysis and optimization of planar spiral coil with variable winding width novel scheme for wireless power charge[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(4): 1215-1224. (in Chinese)
- [16] Dai X, Jiang J C, Wu J Q. Charging area determining and power enhancement method for multi-excitation unit configuration of wirelessly dynamic charging EV system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 66(5): 4086-4096.
- [17] Su Y G, Zhao Y M, Hu A P, et al. An F-Type compensated capacitive power transfer system allowing for sudden change of pickup[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2019, 7(2): 1084-1093.
- [18] Meng W, Jing F, Yanyan S, et al. Demagnetization weakening and magnetic field concentration with ferrite core characterization for efficient wireless power transfer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 66(3): 1842-1851.
- [19] Deb K, Pratap A, Agarwal S, et al. A fast and elitist multiobjective genetic algorithm: NSGA-II[J]. IEEE Transactions on Evolutionary Computation, 2002, 6(2):182-197.