

负载电压约束下 SIMO 无线电能传输系统效率优化方法研究

李旺, 王琪*, 刘佳伟

(西安工业大学电子信息工程学院, 陕西西安 710021)

Research on Efficiency Optimization Methods for SIMO Wireless Power Transfer Systems under the Constraints of Load Voltage

LI Wang, WANG Qi*, LIU Jiawei

(School of Electronic Information Engineering, Xi'an Technological University, Xi'an 710021, China)

Abstract: [Objective] The challenge of achieving global efficiency optimization in a single-input multiple-output wireless power transfer (SIMO-WPT) system under multiple load voltage constraints is addressed. [Methods] A full-link transmission efficiency model, including coil and diode losses, was constructed. The control mechanisms of phase-shifting on the transmitter side and Buck-Boost regulation on the receiver side were analyzed. A genetic-interior point collaborative optimization algorithm was proposed. This algorithm combined the global optimization capability of the genetic algorithm with the rapid convergence of the interior point method, thereby avoiding the issues of local optima and initial point sensitivity. [Results] The simulation and experimental results demonstrated that the proposed genetic-interior point collaborative optimization algorithm achieved faster convergence compared to traditional approaches and strictly converged to the global efficiency optimum. [Conclusion] The efficiency model developed in this study covers the key loss components of WPT systems, making it adaptable to scenarios with varying load numbers, voltage constraints, and coil parameters, thus demonstrating strong generalizability. The proposed genetic-interior point collaborative optimization algorithm effectively addresses the challenge of global efficiency optimization in SIMO-WPT systems under load voltage constraints, providing a feasible reference for the efficiency design of similar WPT systems.

Key words: single-input multiple-output wireless power transfer; voltage constraint; efficiency optimization; genetic-

interior point collaborative optimization algorithm

摘要: [目的]解决单输入多输出无线电能传输(SIMO-WPT)系统在多负载电压约束下全局效率优化难题。【方法】本文构建了包含线圈损耗、二极管损耗的全链路传输效率模型,分析了发射侧移相与接收侧 Buck-Boost 的控制机制,提出了一种遗传-内点协同优化算法。该算法结合了遗传算法的全局寻优和内点法的快速收敛,避免了局部最优和初始点敏感问题。【结果】仿真与实物试验结果表明,本文所提遗传-内点协同优化算法相较于传统方案寻优速度更快,且严格收敛于全局效率最优点。【结论】本文所建效率模型覆盖 WPT 系统关键损耗环节,能适应不同负载数量、电压约束及线圈参数场景,具备较强推广价值。本文所提遗传-内点协同优化算法有效解决了负载电压约束下 SIMO-WPT 系统的全局高效优化难题,为同类 WPT 系统的效率设计提供了可行参考。

关键词: 单输入多输出无线电能传输;电压约束;效率优化;遗传-内点协同优化算法

0 引言

无线电能传输(Wireless Power Transfer, WPT)作为一种非接触式能量传递技术,摆脱了供电导线束缚,具备安全、便捷、易于维护以及可适应极端工作环境等优势,其在智能家居设备^[1]、便携电子产品^[2]和无人驾驶物流车^[3]等领域得到广泛应用,彰显了在近场能量传输中的技术优势。根据原副边线圈数量不同,无线充电系统可以分为单/多发射器系统和单/多接收器系统。其中,单输入多输出无线电能传输(Single-Input Multiple-Output WPT, SIMO-WPT)

基金项目:陕西省重点研发计划项目(2024GX-YBXM-173)

Key Research and Development Program Project of Shaanxi Province (2024GX-YBXM-173)

系统可由单一发射器向多个接收器同时进行能量传输,该系统具有极高的供电自由度和可扩展性,大大提高了系统充电效率^[4]。

目前国内外文献对 SIMO-WPT 系统的分析大多停留在系统建模、交叉耦合效应补偿、多频 WPT 以及负载阻抗匹配等。Kim Y J 等人^[5]得出单发射多接收 WPT 系统的整体效率高于多个分立的单发射单接收 WPT 系统效率总和。Kurs A 等人^[6]提出分级功率控制算法,通过控制输入功率实现输出功率控制。文献^[7]利用电路理论详细分析了多负载 WPT 系统的效率问题,给出了最大效率下的系统补偿拓扑结构和最大效率表达式。然而,在相关研究中仍存在一些挑战。当存在约束时,约束引入的惩罚特征可能会扰乱目标函数原有的分布特征,使函数方程变得复杂。目前的研究大多着眼于在无约束条件下实现系统效率的最大化,而没有考虑负载的电压输出。其次,计算负载电压的主流方法是将接收整流电路和 DC-DC 拓扑电路转换为等效电阻,通过分压得到计算值。在无线充电场景中,当接收器的互感电压不高时,整流电路中的损耗是不可忽视的^[8]。此外,基于控制的最高效率跟踪算法由于其恒定的采样和调整过程,需要较长的搜索时间,通常只适用于单变量控制问题中的动态最大化效率。

为了实现 SIMO-WPT 系统在负载电压约束条件下的效率最优,首先建立了基于 LCC-S 拓扑结构的 SIMO-WPT 系统模型,并分析了系统耦合系数和负载电压对传输功效的影响。其次,针对 SIMO-WPT 系统传输效率进行了详细分析。然后,分别对系统发射侧和接收侧控制方法进行了具体分析。最后,提出了遗传—内点协同优化算法,实现系统负载电压约束下的效率最优。

1 SIMO-WPT 系统建模分析

1.1 基于 LCC-S 补偿 SIMO-WPT 系统建模分析

WPT 技术中谐振补偿结构主要分为两类:基本结构 (S-S、P-P、S-P 和 P-S) 和复合型结构 (LCC-S、LCC-LCC 等)。其中,S 表示串联结构,P

表示并联结构。然而,对于 SIMO-WPT 系统,接收端存在单个或多个接收器退出,导致发射器中线圈电流过大,存在线圈过热甚至烧毁的风险。且进行无线充电时接收侧负载多为储能器件,需要稳定的电压以提高充电安全性,而 LCC-S 型拓扑具有原边恒流且副边恒压的特性,能够有效避免线圈烧毁的风险^[9]。因此,相对于其他谐振拓扑而言,LCC-S 拓扑更契合 SIMO-WPT 系统。基于 LCC-S 型补偿的 SIMO-WPT 等效电路图如图 1 所示。

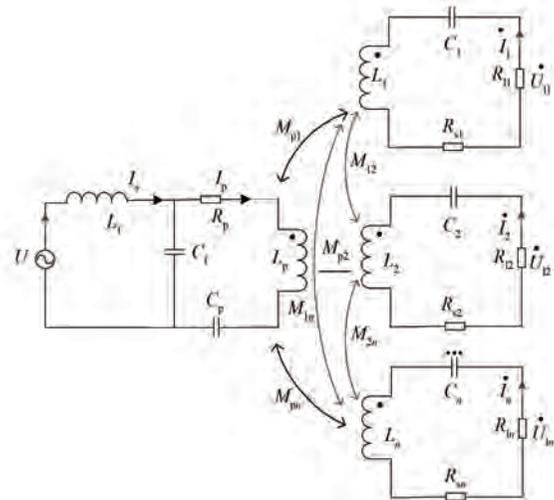


图 1 基于 LCC-S 型补偿的 SIMO-WPT 等效电路图

Fig. 1 Equivalent circuit diagram of SIMO-WPT based on LCC-S compensation

图 1 中, U 为高频逆变器的等效输入电压; L_p 、 L_i 分别为发射和第 i 个接收线圈自感; C_t 、 C_p 、 C_i 为补偿电容; L_t 为串联补偿电感; R_i 为第 i 个负载的等效电阻; R_p 、 R_{si} 分别为发射、接收线圈内阻; M_{pi} 、 M_{in} 分别为发射接收线圈间互感、接收线圈间互感,本文不考虑接收线圈间的互感^[10],即 $M_{in} = 0$ 。

根据基尔霍夫电压定律,可得系统的电压方程为

$$\begin{bmatrix} U \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} =$$

$$\begin{pmatrix} j\omega L_f + \frac{1}{j\omega C_f} & -\frac{1}{j\omega C_f} & 0 & \cdots & 0 \\ -\frac{1}{j\omega C_f} & j\omega L_p + \frac{1}{j\omega C_p} + \frac{1}{j\omega C_f} + R_p & -j\omega M_{p1} & \cdots & -j\omega M_{pn} \\ 0 & -j\omega M_{p1} & j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + R_{s1} + R_{l1} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & -j\omega M_{pn} & 0 & \cdots & j\omega L_n + \frac{1}{j\omega C_n} + R_{sn} + R_{ln} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_s \\ I_p \\ I_1 \\ \vdots \\ I_n \end{pmatrix} \quad (1)$$

式中: ω 为系统的谐振频率。

电路在谐振状态工作时,则:

$$\begin{cases} \omega L_p - \frac{1}{\omega C_f} = \frac{1}{\omega C_p} \\ \omega L_f = \frac{1}{\omega C_f} \\ \omega L_1 = \frac{1}{\omega C_1} \\ \vdots \\ \omega L_n = \frac{1}{\omega C_n} \end{cases} \quad (2)$$

联立式(1)、(2)可解得谐振时电路中各回路电流分别为

$$\begin{cases} I_s = \frac{U}{(\omega L_f)^2 \cdot \left[R_p + \sum_{i=1}^n \frac{(\omega M_{pi})^2}{R_{si} + R_{li}} \right]} \\ I_p = -\frac{jU}{\frac{1}{\omega L_f} \left[R_p + \sum_{i=1}^n \frac{(\omega M_{pi})^2}{R_{si} + R_{li}} \right] + \omega L_f} \\ I_i = \frac{j\omega M_{pi}}{R_{si} + R_{li}} I_p \\ i \in (1, n) \end{cases} \quad (3)$$

式中: I_s 为系统输入电流; I_p 为原边线圈电流; I_i 为第 i 个接收侧电流。

负载输出电压 U_{li} 可表示为

$$U_{li} = j\omega M_{pi} I_p \frac{R_{li}}{R_{si} + R_{li}} \quad (4)$$

系统输出功率以及传输效率可表示为

$$P_i = I_i^2 R_{li} \quad (5)$$

$$\eta_{LCC-S} = \frac{\sum_{i=1}^n I_i^2 R_{li}}{I_p^2 R_p + \sum_{i=1}^n I_i^2 (R_i + R_{li})} \quad (6)$$

1.2 耦合系数与负载特性分析

由式(5)、(6)可知,系统输出功率和传输效率主要和负载、耦合系数相关,以三负载为例分析影响因素与功效之间的内在联系,选取原副边电路参数如表 1 所示。

表 1 仿真系统电路参数

Tab. 1 Simulation system circuit parameters

参数名称	参数值
线圈电感 $L_1, L_2, L_3, L_p/\mu\text{H}$	30
接收侧补偿电容 $C_1, C_2, C_3/\text{nF}$	84
发射侧补偿电容 $C_f, C_p/\text{nF}$	331, 113
发射侧补偿电感 $L_f/\mu\text{H}$	7.6
线圈等效内阻 $R_1, R_2, R_3, R_p/\Omega$	1
频率 f/kHz	100
输入电压 U/V	24

系统输出功率与传输效率随耦合系数和负载电阻的变化趋势如图 2、3 所示。

由图 2 可知,系统输出功率随耦合系数 k 的增大呈现上升的趋势,随负载阻值的增大会迅速上升到最大值而后缓慢降低。

由图 3 可知,传输效率随负载电阻的增大先迅速提高,达到峰值后,继续增大负载电阻会导致效率逐渐降低。随着线圈之间耦合系数的增大,系统的传输效率呈现先快速增大后缓慢减小的趋势。

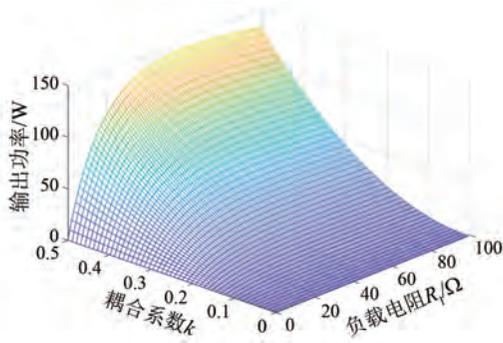


图 2 输出功率随耦合系数和负载电阻的变化趋势

Fig. 2 Variation trend of output power with coupling coefficient and load resistance

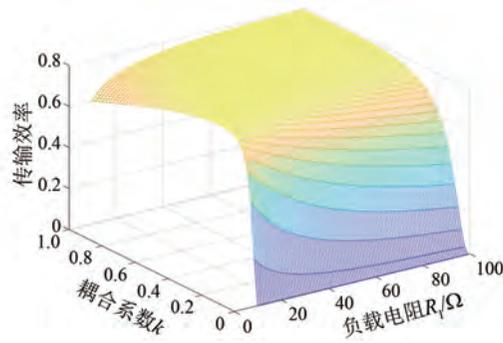


图 3 传输效率随耦合系数和负载电阻的变化趋势

Fig. 3 Variation trend of transmission efficiency with coupling coefficient and load resistance

2 SIMO-WPT 系统传输效率分析

SIMO-WPT 系统电路结构如图 4 所示。

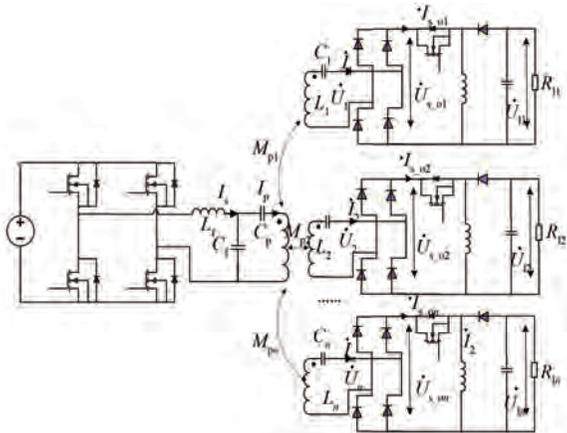


图 4 SIMO-WPT 系统电路结构图

Fig. 4 Circuit structure diagram of SIMO-WPT system

SIMO-WPT 系统电路由一个发射器和多个接收器组成,发射器依次由直流电源、全桥逆变电路和 LCC 谐振拓扑电路组成,接收器依次由谐振拓

扑电路、全桥整流电路和直流斩波电路组成^[11]。

发射器中全桥逆变器输出电压与两桥臂之间的移相角 α ($0 < \alpha < \pi$) 有关, α 可以由开关管有效导通时间比值 D 表示为^[12]

$$D = \frac{1}{2} - \frac{\alpha}{2\pi} \quad (7)$$

逆变器输出电压可表示为

$$U = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_s \sin(D\pi) \quad (8)$$

发射器的线圈谐振电流 I_p 可表示为

$$I_p = \frac{U}{\omega L_p} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi \omega L_p} U_s \sin(D\pi) \quad (9)$$

因此,第 i 个接收器的接收电压 U_i 可表示为

$$U_i = j\omega M_{pi} I_p = j \frac{2\sqrt{2} M_{pi} U_s \sin(D\pi)}{\pi L_p} \quad (10)$$

为了提高系统效率计算的准确性,将整流桥二极管损耗考虑在内^[13],接收侧输出电流 $I_{s_{oi}}$ 为

$$I_{s_{oi}} = \frac{k_b U_i - 2V_d}{k_b^2 R_{si} + 2R_d + 2R_{eqi}} \quad (11)$$

式中: $k_b = \pi/2\sqrt{2}$ 为全桥整流电路输入输出电压比; V_d 、 R_d 分别为整流二极管的等效固定压降、寄生电阻^[14]。

假设流过二极管的电流为 I_f ,则二极管压降 V_f 和功率 P_{vloss} 的计算式为

$$V_f = V_d + I_f R_d \quad (12)$$

$$P_{vloss} = 2V_f I_f \quad (13)$$

此外,发射和接收线圈也会出现损耗,线圈损耗计算式为

$$P_{coilloss} = I_p^2 R_p + \sum_{i=1}^n I_i^2 R_{si} \quad (14)$$

式中: R_p 、 R_{si} 分别为发射线圈、接收线圈的等效阻抗。

设第 i 个接收侧直流斩波电路升压比为 K_i ,则第 i 个负载输出电压 U_{li} 为

$$U_{li} = I_{s_{oi}} R_{eqi} K_i \quad (15)$$

因此,系统传输效率可以估算为

$$\eta = \frac{\sum_{i=1}^n P_i}{\sum_{i=1}^n P_i + P_{vloss} + P_{coilloss}} =$$

$$\frac{\sum_{i=1}^n I_{s_oi}^2 R_{eqi}}{\sum_{i=1}^n I_{s_oi}^2 R_{eqi} + P_{vloss} + P_{coilloss}} \quad (16)$$

由式(16)可知,系统传输效率与负载输出电压 U_{li} 有关,而 U_{li} 的取值取决于接收侧输出电流 I_{s_oi} 以及直流斩波电路升压比 K_i 和全桥逆变器两桥臂间移相角 α ^[15]。因此,可以通过调整接收侧直流斩波电路升压比 K_i 和全桥逆变器移相角 α 对系统效率进行优化、对负载电压进行约束。

3 原副边控制方法

3.1 发射侧控制方法

在发射侧,通过调节全桥逆变器对角开关管驱动信号的相位差,可实现对输出电压的控制。设系统工作周期为 T ,则四个开关管的驱动波形以及逆变器输出电压波形如图 5 所示。由于开关管的非理想特性,导通和关断时存在一定延时,因此,实际应用中需在全桥逆变器同一桥臂的两个开关管交替导通间设置足够的死区时间,以避免直通短路^[16]。

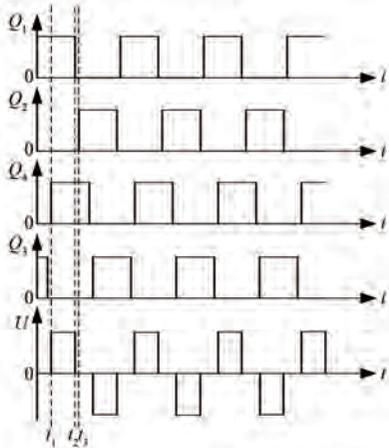


图 5 各开关管驱动信号及输出电压波形

Fig. 5 Waveforms of switching device drive signals and output voltage

图 5 中, t_1 为开关管 Q_1 与 Q_4 相位差的时间; t_2 为四个开关管的占空比时间; t_3 为系统半个周期时间。可知 t_2 与 t_3 的差值即为死区时间 λ , 故 t_1 、 t_2 、 t_3 之间存在关系式^[17]:

$$t_1 = \frac{\alpha T}{2\pi}, t_2 = \frac{T}{2} - \lambda, t_3 = \frac{T}{2} \quad (17)$$

逆变器输出电压 U 为周期信号,可表示为

$$U = \begin{cases} U_s, & nT + t_1 < t < nT + t_2, n \in (1, i) \\ -U_s, & nT + t_3 + t_1 < t < nT + t_3 + t_2, n \in (1, i) \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (18)$$

逆变器输出电压 U 的占空比用 D 表示,即单一脉冲宽度时间与周期的比值,为

$$D = \frac{1}{2} - \frac{\alpha}{2\pi} - \frac{\lambda}{T}, 0 < \frac{\alpha}{2\pi} + \frac{\lambda}{T} \leq \frac{1}{2} \quad (19)$$

逆变器输出电压基波分量的有效值为

$$U = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_s \sin(D\pi) \quad (20)$$

因此,发射侧可通过调节开关管导通时间 D 来实现对输出电压 U 的控制,从而优化系统效率。

3.2 接收侧控制方法

为实现负载电压的精确调控,本文在接收侧全桥整流电路后级联 Buck-Boost 变换器(图 6)^[18],通过调节占空比即可实现对负载输出电压的控制。

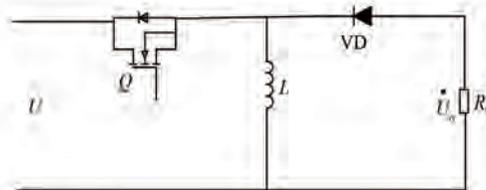


图 6 Buck-Boost 变换器

Fig. 6 Buck-Boost converter

Buck-Boost 变换器通过调整降压-升压电路的升压比来改变等效负载^[19]。设降压-升压电路的输出电压与输入电压之比为 K ,则接收器的等效负载为

$$R_{eqi} = \frac{R_1}{K^2} \quad (21)$$

式中: R_1 为实际负载电阻。

通过调节升压比 K ,可在宽范围内改变等效阻抗,从而实现负载电压约束下传输效率的优化控制。因此,采用 Buck-Boost 变换器不仅能够灵活调节负载电压,还可实现宽范围的阻抗匹配,为系统在多变工况下的高效、稳定运行提供保障。

4 负载电压约束下效率优化方法

为了找到升压比 K_i 和移相角 α 的参数最优解,使得系统负载电压约束下的效率最优,基于系统效率分析和控制方法研究,构建了以负载电压约束下系统效率最大化为目标的优化问题。

设系统存在 n 个接收器,对第 i 个负载的实际输出电压 U_{outi} 与其设定值 U_{outi}^* 之间的相对误差施加约束为 ξ ,则:

$$\frac{|U_{outi} - U_{outi}^*|}{U_{outi}^*} < \xi, i \in (1, n) \quad (22)$$

为保障系统安全运行,对线圈电流及桥臂间移相角 α 进行限幅,系统线圈电流与发射侧移相角应满足约束^[20]:

$$\begin{cases} 0 < I_p < I_{max} \\ 0 < I_i < I_{max}, i \in (1, n) \\ 0 < \alpha < 1 \end{cases} \quad (23)$$

式中: I_{max} 为线圈所能承受的最大电流值。

因此,基于上述约束可建立如式(24)所示的优化问题模型:

$$\begin{aligned} & \max_{\alpha, k_1, k_2, \dots, k_i} \eta \\ \text{受限于} & \begin{cases} \frac{|U_{outi} - U_{outi}^*|}{U_{outi}^*} < \xi, i \in (1, n) \\ 0 < I_p < I_{max} \\ 0 < I_i < I_{max}, i \in (1, n) \\ 0 < \alpha < 1 \end{cases} \end{aligned} \quad (24)$$

其中,系统效率以及线圈电流可以通过式(9)、(11)和(16)计算得出。

本文所提优化模型也适用于更复杂的多发射多接收应用场景中,当有 m 个发射线圈和 n 个接收线圈时,相应的优化问题可重新定义为

$$\begin{aligned} & \max_{\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_i, k_1, k_2, \dots, k_i} \eta \\ \text{受限于} & \begin{cases} \frac{|U_{outi} - U_{outi}^*|}{U_{outi}^*} < \xi, i \in (1, n) \\ 0 < I_p < I_{max} \\ 0 < I_i < I_{max}, i \in (1, m) \\ 0 < \alpha_i < 1, i \in (1, m) \end{cases} \end{aligned} \quad (25)$$

式(24)通常可使用非启发式优化方法来求解^[21],本文采用内点罚函数法(Interior Point Method, IPM)进行求解。IPM 通过内点搜索机

制、二阶收敛特性、统一约束处理逻辑,有效解决了其他非启发式方法在多变量、多约束场景下数值稳定性差、求解效率低、约束适配性不足等核心问题。尤其在 WPT 系统参数优化场景中,当优化受多个物理约束与多设计变量影响时,IPM 可保证在严格满足约束的前提下,快速收敛至全局最优解,将约束转化为障碍函数 $B(x)_i$ ^[22],如式(26)所示:

$$B(x)_i = \begin{cases} \frac{\xi^2 U_{outi}^* - \xi |U_{outi} - U_{outi}^*|}{\xi U_{outi}^*} > 0, i \in (1, n) \\ \frac{1}{I_{max} - I_p} > 0 \\ \frac{1}{I_{max} - I_i} > 0, i \in (1, n) \\ \frac{1}{1 - \alpha} > 0 \end{cases} \quad (26)$$

通过引入障碍函数将约束条件整合至目标函数,构造与原优化问题等价的目标函数 $F(x, u)$ ^[23],表达式为

$$F(x, u) = \eta + uB(x)_i \quad (27)$$

式中: $B(x)_i$ 为障碍函数; u 为一个很小的正数,当变量 x 趋近于边界时,可行解可能会超出优化范围,此时 $F(x, u)$ 会因为 u 的存在趋近无穷,当 u 趋近 0 时, $F(x, u)$ 会无限逼近原优化问题的解。

然而,IPM 作为一种非启发式的优化方法,存在着一定的局限性^[24]。首先,IPM 要求迭代点必须严格满足不等式约束,找到一个严格可行初始点非常困难。其次,在一些优化场景中,该方法可能收敛至局部最优解而非全局最优解。因此,最终的解不一定是全局最优。

针对 IPM 优化算法的不足,本文引入遗传算法(Genetic Algorithm, GA)对 IPM 的起点进行优化,提出了遗传—内点协同优化算法。首先,通过遗传算法为 IPM 找到严格满足约束的初始点,其适应度函数 f_{new} 为

$$f_{new} = f - P[\max\{0, g(x)\}]^2 \quad (28)$$

式中: P 为惩罚因子,用来控制约束违反的惩罚强度; f 为原目标函数; η ; $g(x)$ 为不等式约束函数,即式(23)中线圈电流及输出电压的约束。

当约束函数 $g(x)$ 大于 0 时,惩罚项 P 会产生一个非常大的值,导致最终适应度值为负值,从而

有效排除不可行解。

遗传—内点协同优化算法的执行流程如下:首先通过 GA 将适应度函数优化至正值域,确保所得解满足约束条件,为 IPM 提供可行初始点;继而采用 IPM 进行精确局部搜索,获取最优解。具体算法流程如图 7 所示。

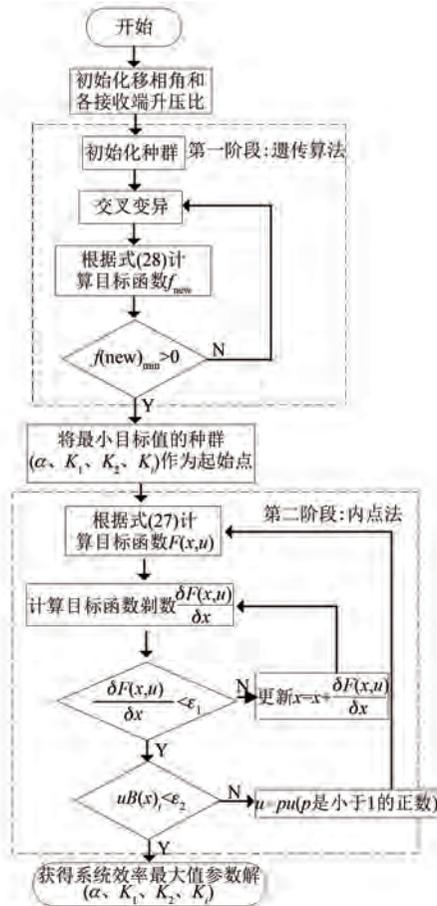


图 7 算法流程图

Fig. 7 Flowchart of the algorithm

WPT 系统优化控制验证框架如图 8 所示。首先系统通过遗传—内点协同优化算法求解得到传输效率最优解及对应的控制参数。在发射侧,通过采样全桥逆变器输出电压,由主控制器实现对移相角的闭环调节。在接收侧,通过实时采集负载输出电压与整流桥输出电压,采用比例积分(Proportional-Integral, PI)控制器实现负载电压的精确稳定控制。

5 试验验证

为了验证 SIMO-WPT 系统负载电压约束条件下效率优化方法的有效性和可靠性,通过

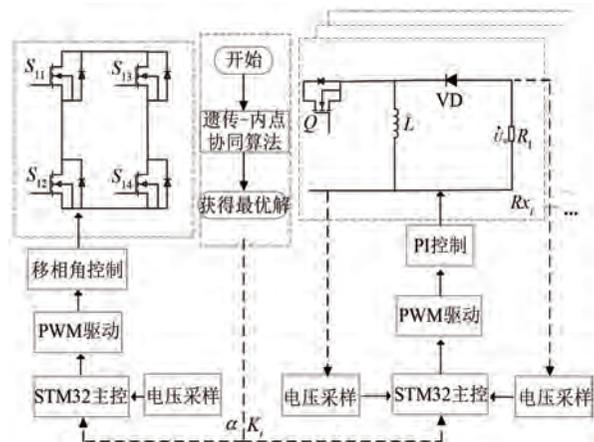


图 8 WPT 系统优化控制验证框架

Fig. 8 Optimization control verification framework for WPT system

MULTISIM 仿真软件搭建三接收 WPT 系统电路模型,如图 9 所示,系统参数同表 1 所示。

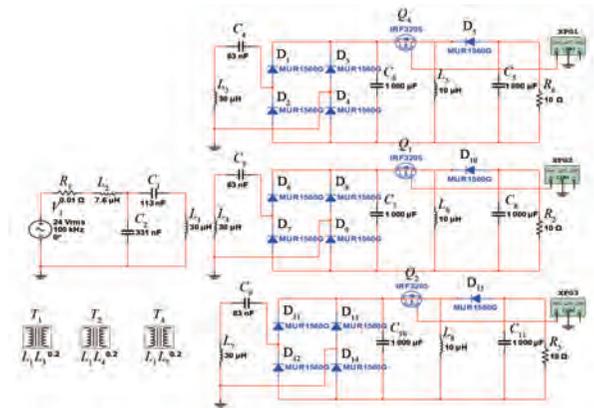


图 9 三接收 WPT 系统电路仿真模型

Fig. 9 Circuit simulation model of three-receiver WPT system

首先,将三负载的输出电压分别设置为 24 V、5 V、3.3 V,输出电压相对误差为 3%,发射和接收线圈的最大电流设置为 5 A。在进行数千次随机初始化后,将本文提出的遗传—内点协同优化算法分别与 IPM、GA 在计算速度和优化结果方面进行比较,结果如图 10、11 所示。

由图 10、11 可知,IPM 存在 9.6%的不满足约束解和 25%的局部最优解;而 GA 的所有优化结果都满足约束条件,但其得到的参数解中仅有 14%为全局最优,其余都为局部最优;本文所提 GA-IPM 协同优化方法的所有结果都为全局最优解,其运行时间虽然不是最快,但与 IPM 相比仅慢了 24 ms。

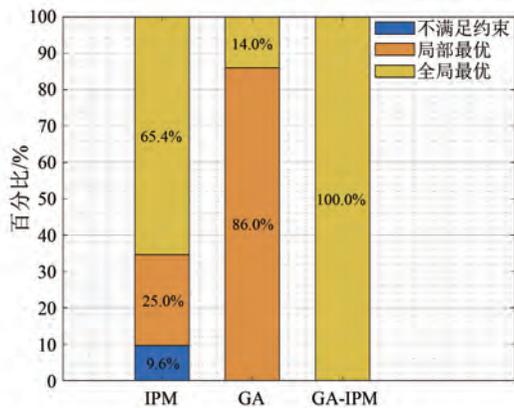


图 10 三种算法的优化区间分配比率

Fig. 10 Optimization interval allocation ratio of three algorithms

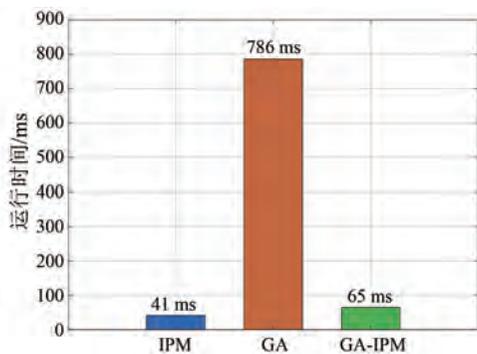


图 11 三种算法的平均运行时间

Fig. 11 Average running time of three algorithms

为了验证优化算法的参数解,搭建了由直流电源、发射侧电路、耦合机构、三个接收电路以及负载组成的 WPT 系统实物试验平台,如图 12 所示。

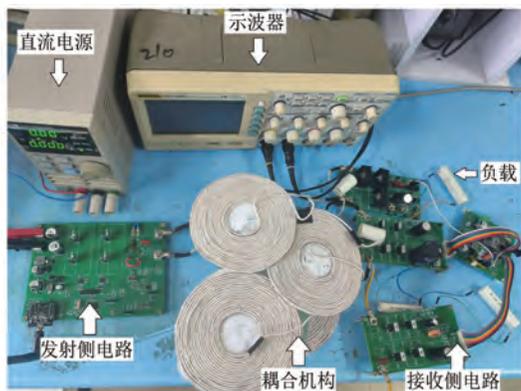


图 12 WPT 系统实物试验平台

Fig. 12 Experimental test bench for WPT system

试验中负载选用 10 Ω 的功率电阻,三负载的输出电压约束同仿真一致,通过遗传—内点协同

优化算法寻优得到的最大传输效率为 84.2%。为验证系统在满足优化约束(如负载电压限定)时的最高效率,需测量不同占空比与升压比的效率值。系统整体效率及升压比随发射电流的变化关系如图 13 所示。

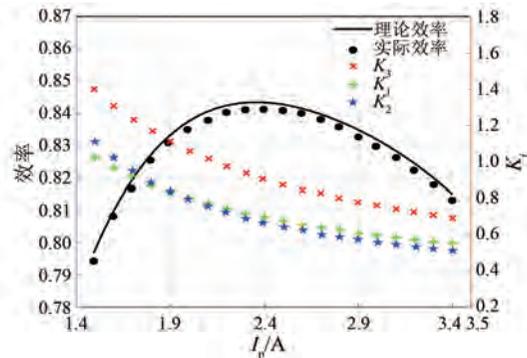


图 13 系统整体效率和升压比随发射电流的变化图

Fig. 13 Variation of system overall efficiency and boost ratio with transmitting current

由图 13 可知,通过调节发射侧两桥臂之间的移相角以及各接收侧负载的升压比可以实现负载功率约束下系统效率的调节,验证了该理论的可行性。同时优化方法得到的效率最优值与实际效率峰值一致,验证了系统负载功率约束下效率优化方法的可靠性。

6 结语

本文围绕 SIMO-WPT 系统在负载电压约束下的效率优化问题展开了研究。通过建立 LCC-S 拓扑系统模型,分析了耦合系数和负载电阻对系统传输功效的影响,并综合考虑了整流电路与线圈损耗对系统效率的影响,提出了一种发射侧移相调节与接收侧 Buck-Boost 变换器的协同工作机制,实现了系统传输效率的精准调控。针对传统优化方法的局限性,提出了遗传—内点协同优化算法,充分发挥了前者全局搜索和后者局部精细优化的优势,有效保证了在复杂约束条件下稳定获取全局最优解。试验结果表明,在多个负载电压约束条件下,该方法能够实现系统传输效率的最大化。

利益冲突声明

所有作者声明不存在利益冲突。

All authors disclose no relevant conflict of

interests.

作者贡献

李旺进行了仿真建模分析、试验验证以及论文撰写,王琪进行了论文指导、内容总结,刘佳伟参与了论文的审核与修改。所有作者均阅读并同意了最终稿件的提交。

The simulation modeling analysis, experimental verification, and paper writing were conducted by Li Wang. The paper guidance and content summarization were performed by Wang Qi. The review and revision of the paper were participated in by Liu Jiawei. All authors have read and approved the final version of the paper for submission.

参考文献

- [1] Mukherjee D, Mallick D. Experimental demonstration of miniaturized magnetoelectric wireless power transfer system for implantable medical devices [C]// 2022 IEEE 35th International Conference on Micro Electro Mechanical Systems Conference, Tokyo, Japan, 2022: 636-639.
- [2] Riehl P S, Satyamoorthy A, Akram H, et al. Wireless power systems for mobile devices supporting inductive and resonant operating modes [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2015, 63(3): 780-790.
- [3] Li S Q, Mi C C. Wireless power transfer for electric vehicle applications [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2015, 3(1): 4-17.
- [4] 夏锦涛. 多频多负载磁耦合谐振式无线电能传输系统研究[D]. 无锡: 江南大学, 2023.
- Xia J T. Research on multi-frequency and multi-load magnetically coupled resonant wireless power transfer system [D]. Wuxi: Jiangnan University, 2023.
- [5] Kim Y J, Ha D, Chappell W J, et al. Selective wireless power transfer for smart power distribution in a miniature-sized multiple-receiver system [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(3): 1853-1862.
- [6] Kurs A, Karalis A, Moffatt R, et al. Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances [J]. Science, 2007, 317(5834): 83-86.
- [7] 国防科学技术工业委员会. 中频、双频发电机通用规范: GJB 1213-1991[S]. 北京: 中国标准出版社, 1992.
- Commission of Science, technology and industry for national defense. General specifications for medium frequency and dual frequency generators: GJB 1213-1991 [S]. Beijing: China Standard Press, 1992.
- [8] 蔡位焜. 多线圈无线电能传输系统关键问题研究[D]. 上海: 上海交通大学, 2020.
- Cai W K. Research on key issues of multi-coil wireless power transfer systems [D]. Shanghai: Shanghai Jiao Tong University, 2020.
- [9] Fu M F, Zhang T, Zhu X E, et al. Compensation of cross coupling in multiple-receiver wireless power transfer systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2016, 12(2): 474-482.
- [10] 范书静. LCC-S型多负载动态无线供电系统的研究[D]. 济南: 山东大学, 2021.
- Fan S J. Research on LCC-S type multi-load dynamic wireless power supply system [D]. Ji'nan: Shandong University, 2021.
- [11] 谢心昊. 多负载磁耦合无线电能传输系统动态解耦及功率分配研究[D]. 广州: 华南理工大学, 2022.
- Xie X H. Research on dynamic decoupling and power allocation of multi-load magnetically coupled wireless power transmission systems [D]. Guangzhou: South China University of Technology, 2022.
- [12] 赵禹. 无线电能传输系统关键理论与技术研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2023.
- Zhao Y. Research on key theories and technologies of wireless power transfer systems [D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2023.
- [13] 王登辉. 考虑接收侧线圈交叉耦合的双负载无线电能传输系统最大效率实现方法研究[D]. 广州: 华南理工大学, 2020.
- Wang D H. Research on the maximum efficiency realization method for dual-load wireless power transfer systems considering cross-coupling of receiver-side coils [D]. Guangzhou: South China University of Technology, 2020.
- [14] Fu M, T Z F, Liu M, et al. Full-bridge rectifier input reactance compensation in megahertz wireless power transfer systems [C]// 2015 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power, Daejeon, Korea (South), 2015: 1-5.

- [15] 蒋林泉. 多接收端 MCR-WPT 系统设计与研究 [D]. 成都: 西华大学, 2018.
Jiang L X. Design and research of multi-receiver MCR-WPT system [D]. Chengdu: Xihua University, 2018.
- [16] 张宇. 磁耦合谐振式双向无线电能传输系统研究 [D]. 西安: 西安工业大学, 2025.
Zhang Y. Research on magnetically coupled resonant bidirectional wireless power transmission system [D]. Xi'an: Xi'an Technological University, 2025.
- [17] 谢宝平, 曾江, 刘佩, 等. 基于改进一阶 LADRC 光伏逆变器母线电压控制[J]. 电机与控制应用, 2024, 51(4): 1-11.
Xie B P, Zeng J, Liu P, et al. Bus voltage control of photovoltaic inverter based on improved first-order LADRC [J]. Electric Machines & Control Application, 2024, 51(4): 1-11.
- [18] 何志浩. 电动汽车动态无线供电用级联 BUCK-BOOST 变换器的研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2020.
He Z H. Research on cascaded BUCK-BOOST converter for dynamic wireless power supply of electric vehicles [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2020.
- [19] 李浩东, 肖仲平, 余锦. 基于自适应 PSO 的微电网双向 DC-DC 变换器前馈自抗扰控制[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(2): 73-81.
Li H D, Xiao S P, Yu J. Feedforward active disturbance rejection control of microgrid bidirectional DC-DC converter based on adaptive PSO [J]. Electric Machines & Control Application, 2023, 50(2): 73-81.
- [20] 何继泊, 曹桂梅, 王豫, 等. 基于 Halbach 型磁耦合机构的多负载 WPT 系统研究[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(5): 477-486.
He J B, Cao G M, Wang Y, et al. Research on multi-load WPT system based on Halbach-type magnetic coupling mechanism [J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(5): 477-486.
- [21] 黄雄, 吴天杰, 陈锐忠, 等. 基于 NSGA-II 的 UPQC 多目标 PI 控制器参数优化研究[J]. 电机与控制应用, 2025, 52(3): 315-327.
Huang X, Wu T J, Chen R Z, et al. Research on parameter optimization of UPQC multi-objective PI controller based on NSGA-II [J]. Electric Machines & Control Application, 2025, 52(3): 315-327.
- [22] Suñagua P, Oliveira A R L. A constructive global convergence of the mixed barrier-penalty method for mathematical optimization problems [J]. Pesquisa Operacional, 2020, 40: e217467.
- [23] Rahbari-Asr N, Chow M-Y. Cooperative distributed demand management for community charging of PHEV/PEVs based on KKT conditions and consensus networks [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2014, 10(3): 1907-1916.
- [24] Huang Y C, Liu C H, Xiao Y, et al. Separate power allocation and control method based on multiple power channels for wireless power transfer [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(9): 9046-9056.

收稿日期:2025-11-05

收到修改稿日期:2025-12-04

作者简介:

李 旺(2002—),男,硕士研究生,研究方向为无线充电技术,2448995831@qq.com;

* 通信作者:王 琪(1979—),女,硕士,副教授,研究方向为电力电子技术、电源与变频技术、模式识别与智能系统及智能仪表等,wangqi@xatu.edu.cn。