

DOI:10.11918/202505064

无线电能传输系统输出电压控制与效率优化

张博皓¹, 杨涵棣¹, 程志江², 周培毅¹

(1. 新疆大学 电气工程学院, 乌鲁木齐 830047; 2. 新疆大学 智能科学与技术学院, 乌鲁木齐 830047)

摘要: 为解决磁场耦合型无线电能传输(WPT)系统在实际应用中因负载动态变化、耦合系数波动、元件参数漂移所导致的输出电压不稳定,以及传输效率相对较低的问题,提出了一种基于径向基函数神经网络(RBFNN)和改进的扰动观测(P&O)算法的双边移相协同控制策略。首先,构建并分析了双边LCC补偿拓扑的WPT系统数学模型,针对其模型的非线性和不确定性,设计了一种具有在线自学习能力的RBFNN控制器。通过实时采集系统输出误差信息动态调整网络权值,直接生成精准的移相角控制信号,通过控制接收端可控整流电路移相角来调节系统输出电压。有效克服了传统控制依赖于精确模型、适应性差的缺点。其次,为了在保证输出电压稳定的同时最大化系统的传输效率,发射端采用变步长的P&O算法动态调节逆变电路移相角实现系统的最大效率跟踪。最后,搭建了一台实验样机进行验证。结果表明:系统输出电压呈现良好的动态响应性能,可实现期望电压的无超调跟踪;且在扰动作用下表现出强鲁棒性,电压波动范围小于1%;同时系统效率最大提升14.9%,充分证明了所提方法的有效性。

关键词: 无线电能传输;神经网络控制;移相控制;扰动观测法;效率优化

中图分类号: TM724

文献标志码: A

文章编号: 0367-6234(2026)04-0106-11

Output voltage control and efficiency optimization of wireless power transfer system

ZHANG Bohao¹, YANG Handi¹, CHENG Zhijiang², ZHOU Peiyi¹

(1. School of Electrical Engineering, Xinjiang University, Urumqi 830047, China;

2. School of Intelligence Science and Technology, Xinjiang University, Urumqi 830047, China)

Abstract: To address the issues of unstable output voltage and relatively low transfer efficiency in magnetically coupled wireless power transfer (WPT) systems caused by dynamic load variations, coupling coefficient fluctuations, and component parameter drift in practical applications, this paper proposed a dual-side phase-shift cooperative control strategy based on a radial basis function neural network (RBFNN) and an improved perturb and observe (P&O) algorithm. First, this paper constructed and analyzed a mathematical model of the WPT system with a bilateral LCC compensation topology. To address the nonlinearity and uncertainties of the model, this paper designed an RBFNN controller with online self-learning capability. By collecting real-time system output error information to dynamically adjust network weights, it directly generated accurate phase-shift angle control signals and regulated the system output voltage by controlling the phase-shift angle of the controllable rectifier circuit at the receiving end. This effectively overcame the shortcomings of traditional control methods relying on precise models and poor adaptability. Second, to maximize the transfer efficiency while ensuring stable output voltage, the transmitting end adopted a variable-step P&O algorithm to dynamically adjust the phase-shift angle of the inverter circuit for maximum efficiency tracking. Finally, this paper built an experimental prototype for verification. The results demonstrate that the system output voltage exhibits excellent dynamic response performance and can achieve overshoot-free tracking of the desired voltage; it shows strong robustness under disturbances, with a voltage fluctuation range of less than 1%; meanwhile, the system efficiency increases by a maximum of 14.9%, which fully proves the effectiveness of the proposed method.

Keywords: wireless power transfer; neural network control; phase-shift control; disturbance observation method; efficiency optimization

收稿日期: 2025-05-29; 录用日期: 2025-07-14; 网络首发日期: 2026-03-12

网络首发地址: <https://link.cnki.net/urlid/23.1235.T.20260312.1501.002>

基金项目: 国家自然科学基金(52467012)

作者简介: 张博皓(1999—),男,硕士;程志江(1977—),男,教授,博士生导师

通信作者: 杨涵棣,1228041521@qq.com;程志江,chengzhijiang@xju.edu.cn

近年来,无线电能传输(wireless power transfer, WPT)系统以其安全性高、可靠性强、使用寿命长、无直接物理接触等特点,引起了学者们的广泛关注,并在电动汽车^[1-2]、植入式医疗设备^[3]、便携式电子设备^[4]、智能水下设备^[5-6]等多个领域,从毫瓦到千瓦的多个功率等级上都得到了广泛的应用。

在实际应用中,用电设备要求 WPT 系统的输出严格稳定,过大的能量波动可能会损坏设备。针对电动汽车 WPT 系统,停车位置的偏差会引起线圈耦合系数的变化;且在充电过程中负载也可能发生突变,这些因素会导致系统的输出产生较大波动。因此,需要采取有效的措施使系统在扰动作用下能做出快速响应且具有较强的鲁棒性,这对控制算法的设计提出了较高要求。同时,在上述不同的工作点下,系统效率也会产生较大差别。因此,也需要设计合理的控制策略保证系统工作在最大效率点附近,实现高效的能量传输。

目前,对于 WPT 系统输出电压控制主要有附加 DC-DC 变换器^[7]、移相调节^[8]和频率调节^[9-10]等方法;主要采用 PI 控制^[11]、自抗扰控制^[12-13]、离散滑模控制^[14]、模型预测控制^[15-17]等算法。文献[10]提出了一种基于数据驱动的无模型自适应控制方法,通过调整逆变电路工作频率实现对输出电压的控制,且考虑了 500 μs 的通信延时。但所提方法严重占用 DSP 计算资源,实现难度较大,且响应时间较长。文献[13]采用线性自抗扰控制调节原边逆变电路移相角实现对系统输出电压的控制,原边控制方法需要将副边信息以通信的方式传送到原边,难以满足实时性和准确性的要求。文献[14]采用离散滑模控制调节接收端 buck-boost 电路占空比;文献[15]采用模型预测控制调节接收端 buck 电路占空比,实现对系统输出电压电流的调节。但上述两种方法中额外的直流变换电路不仅会增加系统的成本和体积,还会降低系统效率,最大效率仅为 60.0% 和 73.4%。文献[17]建立了有源整流电路局部动态模型,提出了一种具有轻计算负担的有限控制集模型预测控制,但是需要用到额外的电流传感器。

针对效率优化主要有 DC-DC 电路阻抗匹配^[18-20]、系统频率跟踪^[21]、多拓扑切换^[22],以及无源器件动态调谐^[23-24]等方法。文献[19]、[20]通过原、副边分别增加 DC-DC 电路实现输出电压调节和效率优化。但文献[19]未考虑互感变化对系统效率的影响,文献[20]虽考虑了互感的影响,但需要额外的互感估算方法,且需要双边通信。除此之外,直流变换电路会增加系统复杂度且产生额外的功率损耗,上文中的最大效率分别为 85.7% 和 86.6%。文献[22]分析了 S-S 和 LCC-LCC 谐振电

路的传输效率随参数变化特性,通过在适当的工作点切换拓扑追踪系统最大效率,但需要额外的互感和负载检测电路。同时受限于拓扑本身特性,在轻载下效率会低于 60.0%。文献[23]中采用一种带有开关控制的可变电容器;文献[24]中采用了辅助可变电感,通过调整系统谐振来优化效率。然而,额外的无源元件和控制电路会增加系统的损耗、成本和体积。文献[25]通过利用公式直接计算占空比的方法优化系统效率,但该方法过度依赖系统参数,使得难以追踪准确的最大效率。文献[14]、[17]均采用了扰动观测(perturb and observe, P&O)算法进行最大效率追踪,虽然此方法与系统参数无关,但会使系统出现连续的功率波动,降低系统稳定性。

径向基函数神经网络(radial basis function neural network, RBFNN)具有非线性映射能力,可以逼近任意非线性函数,适用于具有非线性和不确定性系统。离线训练的方法虽然可以减轻微处理器计算负担,但系统易受未知扰动的影响。基于此,本文提出了一种基于在线 RBFNN 的输出电压控制算法,此方法无需离线训练,通过 Lyapunov 法推导出神经网络自适应率,在线动态调整神经网络权重。接收端采用 RBFNN 算法调节可控整流电路移相角来控制输出电压,采用副边控制可以避免原、副边通信,增加系统稳定性。在保证输出电压稳定的前提下,引入复合控制策略,通过最小化输入功率,提升系统效率。发射端采用改进的变步长 P&O 算法调节逆变电路移相角实现系统最大效率追踪,扰动步长动态调节,在满足快速性的同时降低振荡阶段的电流波动。该复合控制方法集成了 RBFNN 和变步长 P&O 方法的优势,且没有添加额外的直流变换电路,可以进一步提升系统的整体效率。最后搭建了一台实验样机,验证了所提方法的有效性。

1 WPT 系统结构与数学模型

本文采用的 WPT 系统结构如图 1 所示,其中: U_{in} 为直流电源电压, i_{in} 为直流输入电流;原边 4 个开关管 $Q_1 \sim Q_4$ 构成全桥逆变电路, U_{in} 经过逆变电路变为高频交流电 u_1 ; L_1 、 L_2 分别为发射、接收线圈电感, M 为其互感, L_{n1} 、 C_{n1} 、 C_1 分别为原边串联补偿电感、原边并联补偿电容、原边串联补偿电容, L_{n2} 、 C_{n2} 、 C_2 分别为副边串联补偿电感、副边并联补偿电容、副边串联补偿电容, i_1 、 i_2 分别为流经 L_1 和 L_2 的电流, i_{n1} 、 i_{n2} 分别为流经 L_{n1} 和 L_{n2} 的电流, u_2 为谐振补偿网络输出电压,副边 4 个开关管 $Q_5 \sim Q_8$ 构成可控整流电路, i_{out} 为整流电路输出电流; C_{out} 为输出电容, U_{out} 为直流输出电压, R_L 为负载电阻, φ_1 为逆变电路移相角, φ_2 为整流电路移相角, y_m 为输出电压设定值。

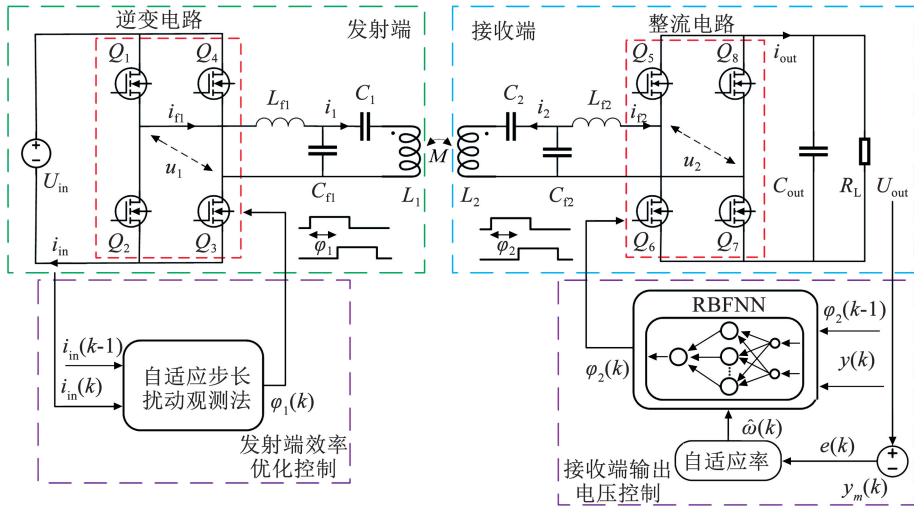


图 1 WPT 系统拓扑结构

Fig. 1 Topology of WPT system

1.1 系统输出电压动态特性分析

首先,逆变电路的工作频率 f 与补偿网络的谐振角频率 ω 应满足 $\omega = 2\pi f$ 。根据电路原理,为使补偿网络谐振,系统角频率 ω 应满足的条件为

$$\begin{cases} \omega^2 = \frac{1}{L_{r1} C_{r1}} = \frac{1}{(L_1 - L_{r1}) C_1} \\ \omega^2 = \frac{1}{L_{r2} C_{r2}} = \frac{1}{(L_2 - L_{r2}) C_2} \end{cases} \quad (1)$$

在满足谐振条件下,系统表现为纯阻性,无功功率为零,此时可以实现高效率的能量传输。其次,由于谐振补偿网络具有带通滤波特性^[26],流经谐振电路的电流几乎只含有其基波分量,其他频率分量都得到衰减抑制。根据基波近似原理,谐振网络输入电压的基波分量 u_1 、输出电压的基波分量 u_2 ,应满足的关系为

$$\begin{cases} u_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_{in} \sin\left(\frac{\varphi_1}{2}\right) \sin(\omega t) \\ u_2 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_{out} \sin\left(\frac{\varphi_2}{2}\right) \sin(\omega t) \end{cases} \quad (2)$$

除此之外,可控整流电路的输入电流 i_{r2} 和输出电流 i_{out} 之间的关系满足:

$$i_{out} = \frac{\sqrt{2}(1 + \cos(\varphi_2))}{\pi} i_{r2RMS} \quad (3)$$

式中 i_{r2RMS} 为整流电路输入电流 i_{r2} 的均方根值。由此,可进一步建立整个 WPT 系统的动态方程为

$$\begin{cases} L_{r1} \frac{di_{r1}}{dt} + u_{c1} + L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} = u_1 \\ u_{c1} + u_{c1} + L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} = 0 \\ u_{c2} + u_{c2} + L_2 \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt} = 0 \\ -L_{r2} \frac{di_{r2}}{dt} + u_{c2} + L_2 \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt} = u_2 \\ C_{r1} \frac{du_{c1}}{dt} = i_{r1} - i_1 \\ C_1 \frac{du_{c1}}{dt} = i_1 \\ C_{r2} \frac{du_{c2}}{dt} = -i_{r2} - i_2 \\ C_2 \frac{du_{c2}}{dt} = i_2 \\ C_{out} \frac{du_{out}}{dt} = i_{out} - \frac{u_{out}}{R_L} \end{cases} \quad (4)$$

将式(2)、(3)代入式(4)可得状态空间表达式为

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + B \begin{bmatrix} f_1(\varphi_1) \\ 0 \\ 0 \\ g_1(\varphi_2) \\ 0 \\ \vdots \\ g_2(\varphi_2) \end{bmatrix} \\ Y = [0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 1] X \end{cases} \quad (5)$$

系统的状态变量为

$$X = [i_{r1}, i_1, i_{r2}, i_2, u_{c1}, u_{c1}, u_{c2}, u_{c2}, u_{out}]^T \quad (6)$$

式中 A 、 B 分别为根据式(4)化简后得到的系统矩阵和控制输入矩阵。在设备实际运行过程中,负载电

阻和线圈耦合系数可能发生突变;效率优化过程逆变电路移相角也会呈现动态变化规律;同时伴随谐振补偿电路参数漂移现象,导致矩阵 \mathbf{A} 、 \mathbf{B} 表现为含有不确定性的时变矩阵 $\mathbf{A}(t)$ 、 $\mathbf{B}(t)$, 因此不同工况下系统输出电压可能会产生较大波动。除此之外,系统中还包含控制输入与状态变量之间的交叉耦合,以及由移相控制引起的控制输入的非线性特性,表现为 $f_1(\varphi_1)$ 、 $g_1(\varphi_2)$ 、 $g_2(\varphi_2)$ 。上述多元不确定性和非线性特性,显著影响 WPT 系统输出电压的稳定性,这对控制器的设计提出了严峻挑战。

图2展示了不同工况下系统输出电压变化曲线。由图2可以看出:在不改变整流电路移相角的情况下,负载电阻、线圈耦合系数和逆变电路移相角的变化会显著影响系统输出电压幅值,输出电压可能会远超设定。但是,可以通过调节整流电路移相角实现对系统输出电压的调节,防止输出电压过大波动。

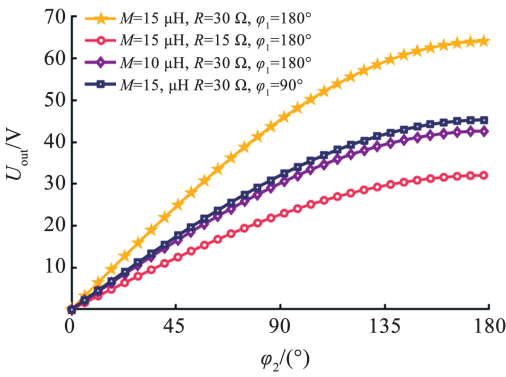


图2 输出电压与整流电路移相角关系图

Fig.2 Relationship between output voltage and phase-shift angle of rectifier circuit

1.2 系统最大效率稳态特性分析

根据电路原理,当外电路等效阻抗发生变化时,电源的效率也会随之变化。为了追踪 WPT 系统的最大效率,需要对系统功率损耗进行分析。在复数域中,稳态下谐振网络满足的关系式为

$$\begin{cases} j\omega L_{\Pi} I_{\Pi} + \frac{1}{j\omega C_{\Pi}}(I_{\Pi} - I_1) = U_1 \\ \frac{1}{j\omega C_{\Pi}}(I_{\Pi} - I_1) - (j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1})I_1 = j\omega M I_2 \\ \frac{1}{j\omega C_{L_2}}(I_2 + I_2) + (j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2})I_2 = -j\omega M I_1 \\ j\omega L_{L_2} I_2 + \frac{1}{j\omega C_{L_2}}(I_2 + I_2) = U_2 \end{cases} \quad (7)$$

根据文献[27],仅考虑谐振网络的电阻损耗,化简式(7)可得到系统传输效率为

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{res}} =$$

$$\left(\frac{U_1^2(R_1 L_{L_2}^2 + M^2 R_{L_2}) + U_2^2(R_2 L_{\Pi}^2 + M^2 R_{\Pi})}{\omega M L_{\Pi} L_{L_2} U_1 U_2} + 1 \right)^{-1} \quad (8)$$

式中: R_{Π} 、 R_{L_2} 、 R_1 、 R_2 分别为对应电感的寄生电阻, U_1 、 U_2 分别为 u_1 、 u_2 的有效值。图3为根据式(8)绘制的系统传输效率关于 U_1 、 U_2 的三维关系图,其中所取电路参数与实物中实际参数一致,详见表1。

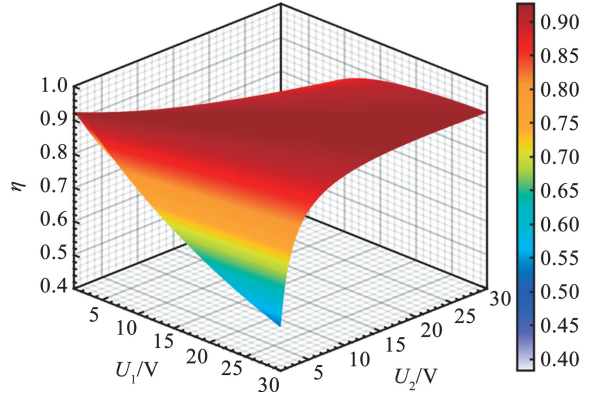


图3 系统传输效率三维图

Fig.3 Three-dimensional graph of system transfer efficiency

表1 WPT 系统参数

Tab.1 WPT system parameters

参数	数值	参数	数值
U_{in}/V	24	$L_{\Pi}/\mu H$	20.6
$C_{in}/\mu F$	150	$L_{L_2}/\mu H$	12.4
$C_{out}/\mu F$	450	C_{Π}/nF	169.7
$L_1/\mu H$	62.4	C_{L_2}/nF	281.8
$L_2/\mu H$	47.6	$M/\mu H$	14.2
C_1/nF	84.1	R/Ω	30 ~ 60
C_2/nF	99.7		

由图3可以看出:对于不同的 U_1 和 U_2 , 系统的传输效率会发生显著变化。定义 G 为 U_2 与 U_1 的比值,式(8)可以转化为关于 G 的二次函数。通过求解 $d\eta/dG = 0$,可以得到该函数唯一的极值点,此时可以得到满足系统最大效率时的 G_{opt} 为

$$G_{opt} = \sqrt{\frac{M^2 R_{L_2} + L_{L_2}^2 R_1}{M^2 R_{\Pi} + L_{\Pi}^2 R_2}} \quad (9)$$

通过求解式(2)、式(9),可以得到满足最大效率时逆变和整流电路移相角之间的关系为

$$\varphi_1 = 2\arcsin \left[\frac{U_{out}}{U_{in}} \sqrt{\frac{M^2 R_{L_2} + L_{L_2}^2 R_1}{M^2 R_{\Pi} + L_{\Pi}^2 R_2}} \cdot \sin \left(\frac{\varphi_2}{2} \right) \right] \quad (10)$$

对于不同的负载电阻,通过调节 φ_2 保证 U_{out} 的恒定,此时根据式(10)可以计算出满足最大效率时的 φ_1 。但是这种方法过度依赖系统参数,必须精准获得互感、寄生电阻值,不仅需要额外的互感识别电

路与检测方法,且估算参数不匹配可能导致移相角计算结果偏离实际。

除此之外,逆变电路和整流电路的导通损耗与开关损耗可以表示为

$$\begin{cases} P_{\text{con}} = 2I_{\text{fl}}^2 R_{\text{DS}} + 2\sqrt{2}V_{\text{fl}}I_{\text{fl}}[1 - \sin(\varphi_1/2)]/\pi \\ P_{\text{sw}} = 2\sqrt{2}U_{\text{out}}I_{\text{fl}}f\cos\left(\frac{\varphi_2}{2}\right)\left(\frac{E_{\text{swon}} + E_{\text{swoff}}}{V_{\text{R}}I_{\text{R}}} + \frac{Q_{\text{RR}}}{I_{\text{RD}}}\right) \end{cases} \quad (11)$$

式中: P_{con} 第 1 项为开关管导通损耗,第 2 项为续流二极管导通损耗,其中 R_{DS} 为开关管导通电阻, V_{fl} 为二极管正向压降; P_{sw} 第 1 项为开关器件的开关损耗,第 2 项为二极管反向恢复损耗,其中 E_{swoff} 、 E_{swon} 分别为开关器件开通和关断能量, I_{R} 、 V_{R} 分别为开关管的漏源电流和电压, Q_{RR} 、 I_{RD} 分别为二极管反向恢复电荷和电流。

如果综合考虑逆变、整流电路开关管上的开关、导通损耗,以及磁芯、铝板上的损耗,得到的效率公式中包含移相角的非线性方程,求解过程非常复杂;此外,公式中许多参数无法直接测量,仅能通过估算的方式获取,可能造成误差;同时,原、副边之间的参数需要用通信的方式传递。因此,很难通过利用数学关系直接计算移相角的方法来追踪系统的最大效率。但需要注意的是,在调整 φ_2 控制 U_{out} 的同时,可以通过调整 φ_1 来追踪系统的最大效率。

2 输出电压控制方法

针对 WPT 系统存在的非线性和不确定性问题,神经元具备独特的非线性响应机制,能通过自适应学习逼近复杂关系,相比于传统控制方法更加灵活、精准。RBFNN 是典型的 3 层前馈神经网络,其结构如图 4 所示。

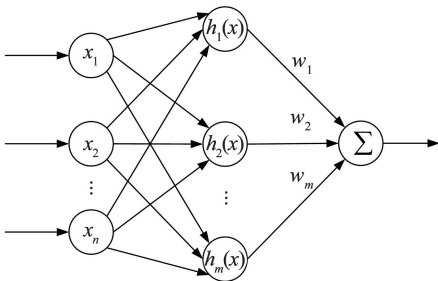


图 4 RBFNN 结构图

Fig. 4 Structure diagram of RBFNN

由图 4 可知,神经网络的输入为 $[x_1, x_2, \dots, x_n]^T$,隐含层具有 m 的神经元,神经元采用高斯激活函数, h_j 为隐含层的输出; $\omega = [\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_m]^T$ 为权重向量。

根据 WPT 系统结构与数学模型的分析,虽然双

边 LCC 补偿拓扑的 WPT 系统是一个九阶系统,但系统输出仅与状态变量 x_9 相关,根据文献[13],可以将系统简化为

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = x \end{cases} \quad (12)$$

式(12)对应的离散系统模型可以表示为

$$y(k+1) = f(y(k), u(k)) \quad (13)$$

2.1 在线 RBFNN 控制设计

假设 $y_m(k+1)$ 是系统在 $k+1$ 时刻的期望输出, ω^* 是理想的神经网络权重,理想的控制输入 $u^*(k)$ 应满足:

$$\begin{cases} y_m(k+1) = f(y(k), u^*(k)) \\ u^*(k) = \sum_{j=1}^m \omega_j^*(k)h_j(k) + \varepsilon_u \end{cases} \quad (14)$$

式中 ε_u 为神经网络逼近误差,其是有界且极小的,满足 $|\varepsilon_u| < \varepsilon$ 。利用 RBFNN 直接设计实际控制率为

$$u(k) = \sum_{j=1}^m \hat{\omega}_j(k)h_j(k) \quad (15)$$

式中: $\hat{\omega}_j(k)$ 为实际神经网络权值,控制量 $u(k)$ 为整流电路移相角。根据系统输出电压跟踪误差实现权重的在线更新,即

$$\hat{\omega}(k+1) = \hat{\omega}(k) + \gamma h(k)e(k+1) \quad (16)$$

理想控制输入 $u^*(k)$ 和实际控制输入 $u(k)$ 之间满足的关系为

$$\begin{aligned} u(k) - u^*(k) &= \sum_{j=1}^m \omega_j(k)h_j(k) - \\ &\omega_j^* x(k)h_j(k) - \varepsilon_u = \\ &\sum_{j=1}^m \tilde{\omega}_j(k)h_j(k) - \varepsilon_u \end{aligned} \quad (17)$$

本文中,为了提升系统输出电压响应速度且平滑控制量,神经网络采用二维输入结构。输入向量为系统输出电压 $u_{\text{out}(k)}$ 和上一时刻控制量 $\lambda u_{(k-1)}$, $u_{\text{out}(k)}$ 和 $u_{(k-1)}$ 首先需要进行归一化处理。系数 λ 用来调节控制量 u 在神经网络输入向量中的权重占比,用来平滑控制量。神经元数量直接决定神经网络的拟合效果,神经元数量不足会导致不能很好地拟合逼近系统,数量过多会加重微处理器计算负担。综合考虑模型拟合精度和计算负担后,最终确定隐含层神经元数为 21 个,既能满足轻计算负担,也可以取得精准的控制效果。实测得到微处理器运行控制程序需要 $27 \mu\text{s}$,据此将输出电压控制周期设为 $100 \mu\text{s}$ 。本文采用的在线 RBFNN 控制框图如图 5 所示。

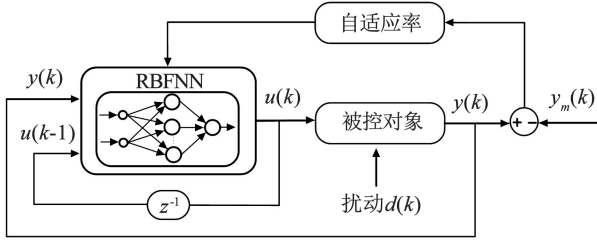


图5 在线RBFNN控制框图

Fig.5 Block diagram of online RBFNN control

2.2 稳定性证明

首先,假设未知非线性函数 $f(y(k), u(k))$ 连续

可微,且微分有界^[28],满足: $0 < \left| \frac{\partial f}{\partial u} \right| \leq g$,其中 g 为正常数,根据微分中值定理:

$$f(y(k), u(k)) = f(y(k), u^*(k)) + (\tilde{\omega}^T(k) \mathbf{h}(k) - \varepsilon_u) f_u = y_m(k+1) + (\tilde{\omega}^T(k) \mathbf{h}(k) - \varepsilon_u) f_u \quad (18)$$

式中, $f_u = \left. \frac{\partial f}{\partial u} \right|_{u=\zeta}$, $\zeta \in (u^*(k), u(k))$ 。根据式(18)可得

$$e(k+1) = f(y(k), u(k)) - y_m(k+1) = (\tilde{\omega}^T(k) \mathbf{h}(k) - \varepsilon_u) f_u \quad (19)$$

定义 Lyapunov 函数为

$$J(k) = \frac{1}{g} e^2(k) + \frac{1}{\gamma} \tilde{\omega}^T(k) \tilde{\omega}(k) \quad (20)$$

则可得到:

$$\begin{aligned} \Delta J(k) &= J(k+1) - J(k) = \frac{1}{g} (e^2(k+1) - e^2(k)) + \frac{1}{\gamma} (\tilde{\omega}^T(k+1) \tilde{\omega}(k+1)) - \frac{1}{\gamma} \tilde{\omega}^T(k) \tilde{\omega}(k) = \\ &= \frac{1}{g} (e^2(k+1) - e^2(k)) + \frac{1}{\gamma} (\tilde{\omega}^T(k) - \gamma \mathbf{h}^T(k) e(k+1)) \times (\tilde{\omega}(k) - \gamma \mathbf{h}(k) e(k+1)) - \frac{1}{\gamma} \tilde{\omega}^T(k) \tilde{\omega}(k) = \\ &= \frac{1}{g} (e^2(k+1) - e^2(k)) - 2 \tilde{\omega}^T(k) \mathbf{h}(k) + \gamma \mathbf{h}^T(k) \mathbf{h}(k) e^2(k+1) \end{aligned} \quad (21)$$

又有

$$\begin{cases} \gamma \mathbf{h}^T(k) \mathbf{h}(k) e^2(k+1) \leq \gamma m e^2(k+1) \\ -2 \varepsilon_u e(k+1) \leq k \varepsilon^2 + \frac{1}{k} e^2(k+1) \\ \frac{1}{g} - \frac{2}{f_u} \leq \frac{1}{g} - \frac{2}{g} = -\frac{1}{g} < 0 \end{cases} \quad (22)$$

将式(19)、式(22)代入式(21),可得

$$\Delta J(k) \leq \left(-\frac{1}{g} + \gamma m + \frac{1}{k} \right) e^2(k+1) - \frac{1}{k} (e^2(k) - g k \varepsilon^2) \quad (23)$$

根据上述分析,参数需要满足:

$$-\frac{1}{g} + \gamma m + \frac{1}{k} \leq 0 \quad (24)$$

则当 $e^2(k) \geq g k \varepsilon^2$ 时,可得 $\Delta J(k) \leq 0$ 。又有

$$J(k) = J(0) + \sum_{j=0}^k \Delta J(j) < \infty \quad (25)$$

这表明对于所有的 $k > 0$, $J(k)$ 是有界的。定义紧集 $\Omega_e = \{e | e^2 \leq g k \varepsilon^2\}$,则如果跟踪误差不在紧集 Ω_e 内,则 $e(k)$ 将收敛于 Ω_e 。

3 效率优化方法

当负载和线圈耦合系数发生变化时,不仅会影响输出电压,也会引起系统效率的变化。因此,需要一种合理的控制方法,保证系统维持在最大效率点附近。

3.1 传统P&O算法

根据WPT系统结构与数学模型的分析,当满足式(9)时,系统工作在最大效率点下,很难通过数学关系直接计算得到移相角。但由于系统的输出电压是可控的,在稳定状态下,系统的输出功率可以看作是恒定的。同时系统的输入电压是恒定的,那么就可以通过移相控制进行阻抗匹配,最小化系统的输入电流。即在满足系统输出功率的情况下最小化输入功率,以此来实现最大效率点的追踪。将对系统效率求解、优化的复杂问题转化为对输入电流控制的简单问题,避免引入额外的检测与识别电路以及原、副边通信。图6为逆变电路移相角和输入电流与系统效率的关系示意图,可以采用P&O算法调节逆变电路移相角逐步逼近系统最小输入电流。传统的P&O算法先对逆变电路移相角施加小扰动,随后判断输入电流变化情况,保证系统向正确的方向寻优。

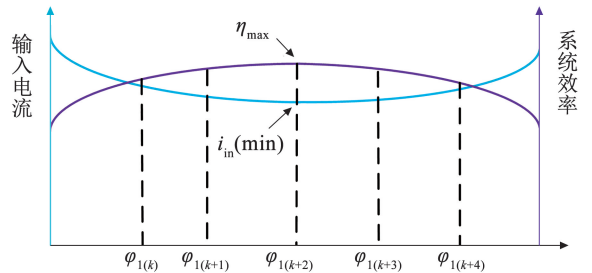


图6 逆变电路移相角与输入电流及系统效率的关系图

Fig.6 Relationship between phase-shift angle of inverter circuit, input current, and system efficiency

常规P&O算法虽然简单有效、无需模型且不受系统参数影响,但因采用固定扰动步长,在寻优速度与振荡幅度间存在矛盾:大步长虽能加快追踪速度,却会在极值点附近振荡,不仅增加系统功率损耗,还

可能因寻优精度不足越过极值点,导致输出电压失控及系统稳定性下降;若采用小步长以降低振荡,则效率追踪时间将显著延长。

3.2 变步长 P&O 算法

为了克服传统 P&O 算法动态性能和稳态性能之间的矛盾,本文提出了一种变步长的 P&O 算法。由于系统输入电流富含高频噪声,为了防止算法在寻优阶段和振荡阶段之间来回切换,首先需要根据多步电流变化情况判断系统所处阶段。如果系统处于寻优阶段,则采用大步长加快寻优速度;如果系统处于振荡阶段,则减小扰动步长,并重新判断系统所处阶段。通过重复上述操作,直至调整至预设的最小步长,此时将大大降低系统在振荡阶段的电流波动。

图 7 为变步长 P&O 算法流程图,具体流程为:

Step 1 测量系统初始直流输入电流 $i_{in(0)}$, 初始化系统参数:初始扰动步长 $\Delta\varphi_{\max}$, 最小扰动步长 $\Delta\varphi_{\min}$, 阶段判断参数 N 。

Step 2 对逆变电路移相角施加初始扰动 $\Delta\varphi_{\max}$, 测量此时输入电流 $i_{in(k)}$, 令 $\Delta i_k = i_{in(k)} - i_{in(0)}$, 如果 $\Delta i_k < 0$ 则令 $n_k = 1$; 否则令 $n_k = -1$ 。如果 $\sum n_k = N$, 说明通过 N 步判断此时系统处于寻优阶段, 那么保持 $\Delta\varphi = \Delta\varphi_{\max}$; 否则说明系统处于震荡阶段, 则令新的扰动步长为 $\Delta\varphi' = \Delta\varphi/2$ 。

Step 3 同时, 如果 $\Delta i < 0$, 说明扰动施加的方向正确, 则保持 $\varphi_{1(k+1)} = \varphi_{1(k)} + \Delta\varphi_1$ 。如果 $\Delta i > 0$, 则令 $\varphi_{1(k+1)} = \varphi_{1(k)} - \Delta\varphi_1$ 。

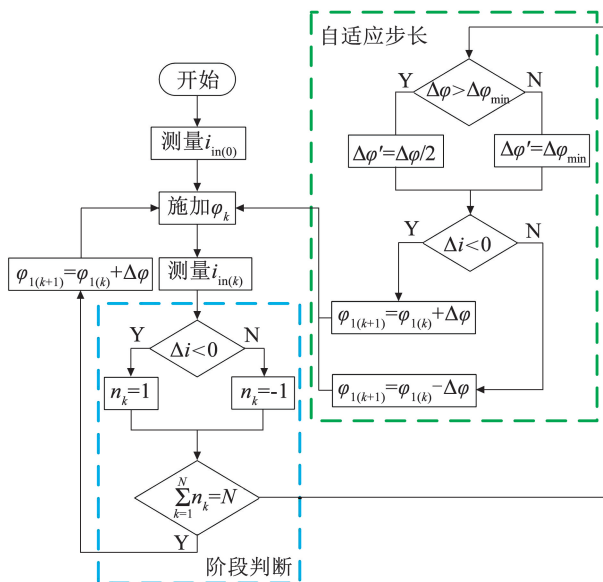


图 7 变步长 P&O 算法流程

Fig. 7 Flowchart of variable-step P&O algorithm

Step 4 重复 Step 2、3, 逐渐缩小扰动步长, 直至缩小到最小步长 $\Delta\varphi_{\min}$ 。虽然此时系统输入电流

还会存在波动, 但是振荡幅度很小可以忽略不计, 在保证系统稳定性的同时, 减少系统功率损耗, 提升传输效率。

在 P&O 算法中, 逆变电路移相角每调整一次, 对输出电压也会产生影响。为了防止原、副边同时调整移相角导致系统振荡或发散, 对副边电压控制设置最高优先级。首先要保证输出电压的稳定, 然后再进行效率优化。效率优化控制周期设为 300 ms, 原边每施加一次扰动观测都给副边留出足够的响应时间进行输出电压的调节, 确保在下次扰动来临前, 输出电压已恢复到设定值。原、副边之间无需通信, 协调作用提升系统的动态性能和传输效率。

4 实验验证

为了验证文中所提方法的有效性, 设计了高频逆变电路、双边 LCC 谐振补偿电路、可控整流电路, 以及电压电流采样电路, 组成了 WPT 系统实验平台。利用 PLECS RT-box 作为控制器, 采集电压电流信号并执行控制程序, 输出 PWM 信号。系统输入电压由直流电源提供, 负载由电阻模拟。实验平台如图 8 所示, 实验中相关参数详见表 1。

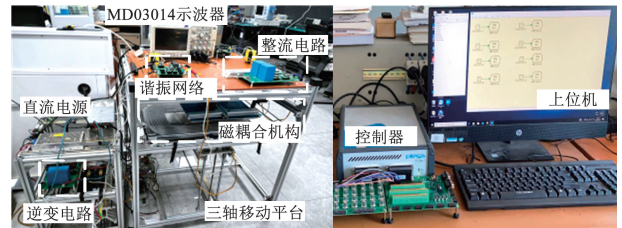


图 8 实验平台

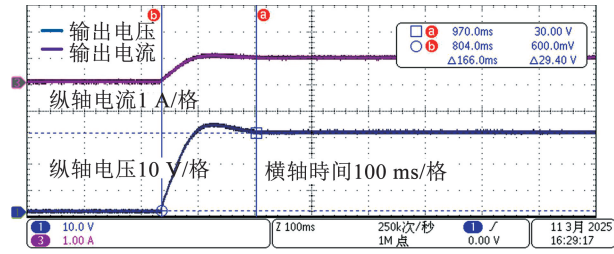
Fig. 8 Experimental platform

4.1 输出电压控制算法验证

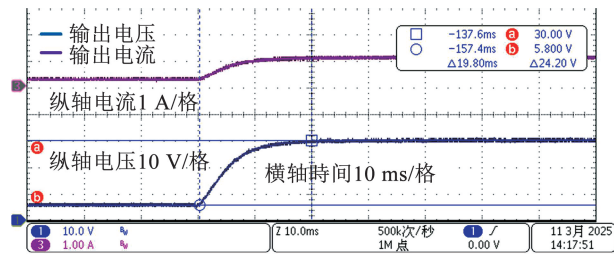
图 9 ~ 11 分别测试了系统在 PI 和 RBFNN 算法下输出电压追踪设定值的过程、在负载电阻波动时输出电压的变化情况, 以及在耦合系数波动时输出电压的变化情况。

当负载电阻为 30 Ω 、输出电压设定为 30 V 时, 由图 9(a) 可以看出, 在 PI 控制下系统输出电压存在超调, 超调量为 14%, 调节时间为 166.0 ms。图 9(b) 为 RBFNN 波形, 此时输出电压无超调, 可以平稳且迅速地追踪到设定值, 调节时间为 19.8 ms, 为 PI 控制的 12%。图 9(c) 为电压设定为 30 V、负载电阻为 60 Ω 时的波形, 调节时间为 20.5 ms; 图 9(d) 为电压设定为 50 V、负载电阻为 30 Ω 时的波形, 调节时间为 23.6 ms。在没有更改 RBFNN 参数的情况下, 系统依然保持着良好的动态性能和稳态性能, 且不存在超调。由图 9 可以看出: 首先,

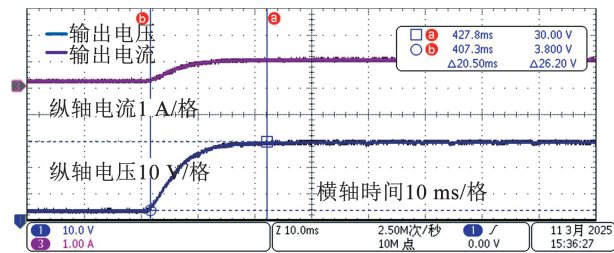
RBFNN 算法有着很好的动态性能, 相比 PI 控制调节时间大幅缩短且无超调, 很好地解决了系统快速性和超调之间的矛盾; 其次, RBFNN 具有良好的参数鲁棒性, 在不同工况下, 性能指标几乎不变。



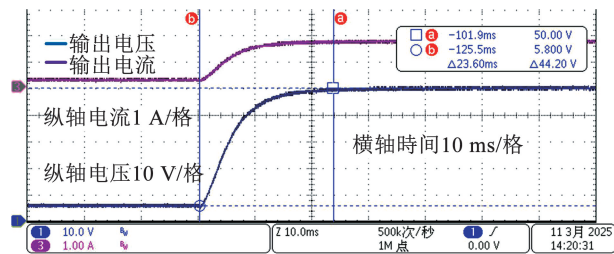
(a) 设定电压为30 V, 负载电阻为30 Ω时PI波形



(b) 设定电压为30 V, 负载电阻为30 Ω时RBFNN波形



(c) 设定电压为30 V, 负载电阻为60 Ω时RBFNN波形



(d) 设定电压为50 V, 负载电阻为30 Ω时RBFNN波形

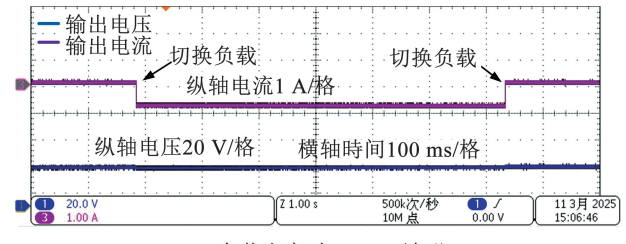
图9 输出电压追踪设定值波形

Fig. 9 Waveform of set output voltage tracking value

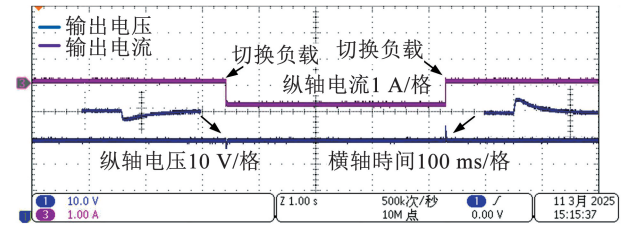
图10为负载电阻从30 Ω跳变到60 Ω、再变回30 Ω时输出电压波形。

由图10(a)可以看出, 在RBFNN控制下系统输出电压几乎无波动, 瞬间即可完成输出电压的稳定, 电压偏离设定值1%以内。图10(b)为PI控制, 由重载变为轻载时输出电压幅值变化约为5.0 V, 偏离设定值16.6%, 恢复时间约为27.4 ms; 由轻载变为重载时输出电压幅值变化约为4.6 V, 偏离设定值15.3%, 恢复时间约为20.6 ms。由图10可以看出, PI控制器的抗扰性能相对较差, 由于RBFNN具

有非线性映射和自学习能力, 其抗扰能力更强, 在扰动作用下依旧可以保持输出电压的稳定。



(a) 负载突变时RBFNN波形



(b) 负载突变时PI波形

图10 负载突变时输出电压波形

Fig. 10 Waveform of output voltage under sudden load change

图11为线圈X轴位置偏移10 cm后再恢复到原位置时输出电压变化情况, 随着线圈位置的变化感应电流会发生变化, 但系统输出电压对互感变化不敏感, 无论在PI还是RBFNN控制下, 输出电压都不会出现明显波动。图12为绘制的PI与RBFNN控制算法下性能指标对比柱状图。

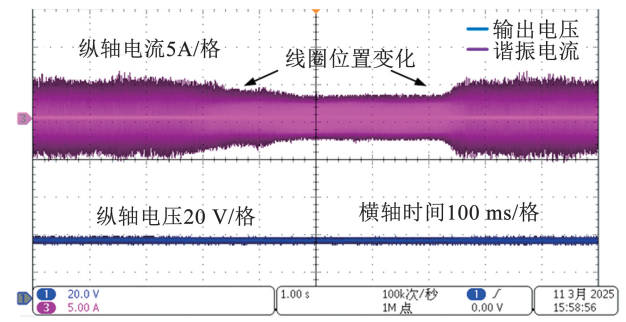


图11 互感变化时输出电压波形

Fig. 11 Waveform of output voltage under mutual inductance variation

4.2 效率优化算法验证

图13为在保证输出电压稳定在30 V的基础上加入原边效率优化算法后的输入电流波形。图13(a)为30 Ω负载下、耦合系数为0.26时, 传统P&O算法下的波形。随着控制的进行, 系统输入电流呈现逐步减小的趋势, 但是由于传输效率和移相角之间的非线性关系, 系统到达振荡阶段后, 输入电流波动较大, 无法追踪到精确的最大效率点。图13(b)为变步长P&O算法下的输入电流波形, 电

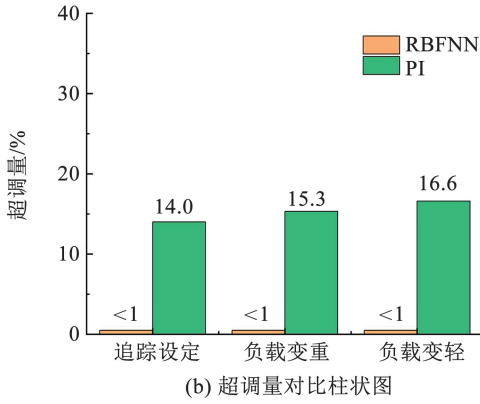
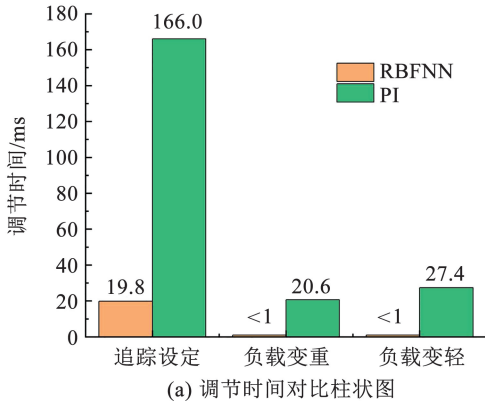
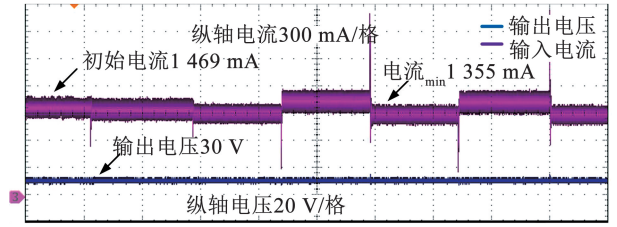


图 12 PI 与 RBFNN 性能指标对比柱状图

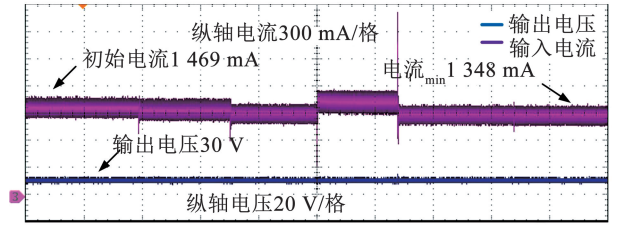
Fig. 12 Bar chart of performance index comparison between PI and RBFNN

流从初始的 1 469 mA 减少到 1 348 mA,效率从初始的 85.1% 提升到 92.7%,在不失快速性的同时减少了振荡阶段的电流波动。同时,在振荡阶段逐步减少扰动步长不仅提升了系统的稳定性,也更加精准地追踪到了系统的最大效率点,进一步提升了效率。在此过程中,得益于 RBFNN 优越的鲁棒性和强抗干扰能力,输出电压一直稳定在 30 V,电压波动小于 1%。图 13(c) 为耦合系数为 0.26、负载电阻为 60 Ω 时变步长 P&O 算法下的波形,电流从初始的 817 mA 减少到 683 mA,效率从初始的 76.5% 提升到 91.4%。图 13(d) 为 30 Ω 负载电阻下、耦合系数为 0.15 时变步长 P&O 算法下的波形,电流从初始的 1 513 mA 减少到 1 403 mA,效率从初始的 82.6% 提升到 89.1%。

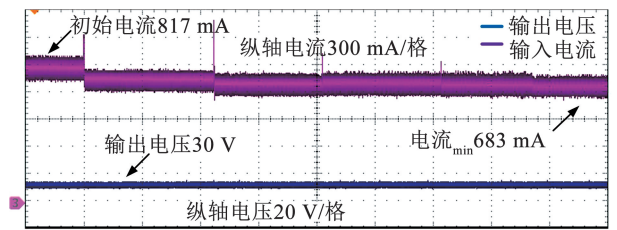
图 14 为测得在不同负载电阻和耦合系数下系统效率变化折线图。由图 14 可以看出,在耦合系数固定时,随着负载电阻的变大系统传输效率逐渐降低。经效率优化后,可使系统在宽负载范围内均维持在最大效率点附近,系统最大效率为 92.7%,效率最大提升 14.9%。除此之外,线圈耦合系数也会影响传输效率。在弱耦合下,漏磁通较大,系统效率降低。耦合系数 0.15 时,优化后系统效率维持在 89.0% 附近,相比于耦合系数 0.26 时,降低约 4%。



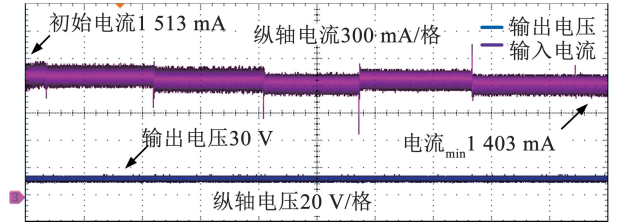
(a) 负载电阻为 30 Ω, 耦合系数为 0.26 时传统 P&O 波形



(b) 负载电阻为 30 Ω, 耦合系数为 0.26 时变步长为 P&O 波形



(c) 负载电阻为 60 Ω, 耦合系数为 0.26 时变步长 P&O 波形



(d) 负载电阻为 30 Ω, 耦合系数为 0.15 时变步长 P&O 波形

图 13 输入电流变化波形

Fig. 13 Waveform of input current variation

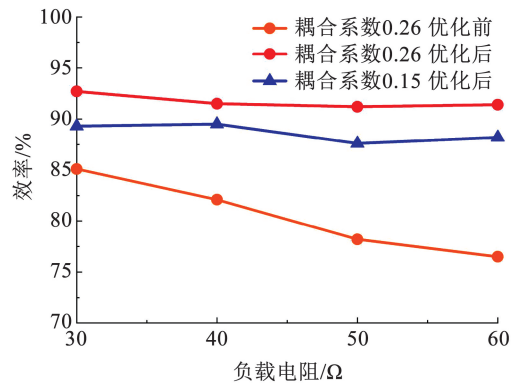


图 14 系统效率折线图

Fig. 14 Line graph of system efficiency

4.3 与其他文献中方法比较

为了进一步说明本文所采用方法的优势,从所采取的控制电路、控制方法、是否需要原、副边通信、模型参数依赖度、最大效率,以及效率提升等方面与现有的文献进行了对比,结果见表 2。

表2 本文方法与其他文献比较

Tab.2 Comparison between proposed method and other literature

文献来源	电压控制					效率优化			
	控制方法	调节时间/ms	超调量/%	控制电路	是否通信	所用方法	参数依赖度	最大效率/%	效率提升/%
[7]	MPC	14.0	0	Buck	否			86.0	
[12]	ADRC	175.0	0	Buck	否				
[13]	LADRC	20.0	0	逆变电路	是				
[14]	DSM	48.0	20	Buck	否	P&O	弱	60.0	9.0
[17]	FCS-MPC	28.0	0	整流电路	否	P&O	弱	93.0	4.0
[25]	PI	500.0	56	Buck	是	直接计算	强	85.0	22.0
本文	RBFNN	19.8	0	整流电路	否	变步长 P&O	弱	92.7	14.9

由表2可以看出:文献[7]采用的MPC方法虽然动态性能优良,但是由于附加Buck电路导致系统最大效率稍低;文献[12]采用ADRC算法,但该控制方法参数众多难以调节;文献[13]采用LADRC算法虽然降低了调参难度,但是原边控制需要双边通信,该文却并未对此做出讨论;文献[14]采用DSM与P&O算法控制输出电压的同时进行效率优化,但系统动态性能较差、输出电压存在超调,且由于引入Buck电路导致优化后的系统最大效率降低;文献[17]采用FCS-MPC与P&O算法控制输出电压的同时进行效率优化,虽然在输出的电压控制动态性能和最大效率方面均取得不错效果,但所提电压控制算法设计复杂、计算压力较大,且需要两个额外的电流传感器;文献[25]通过直接计算Buck电路占空比的方法优化效率,但是需要额外的互感识别方法,且Buck电路的引入会降低优化后系统的最大效率,同时PI控制在动态响应方面还有很大进步空间。综上所述,本文所用方法无论在输出电压动态响应性能以及效率优化方面均取得不错效果,充分证明其优越性和创新性。

5 结论

本文以双边LCC拓扑的WPT系统为例,基于RBFNN和变步长P&O算法,设计了无需原、副边通信的双边移相控制架构,实现了对WPT系统输出电压控制的同时提升传输效率。通过理论分析和实验验证,得出以下结论:

1)提出的在线RBFNN控制器无需系统先验知识和模型参数,显著提升了动态性能和抗扰能力。结果表明:输出电压仅需20ms就可以无超调地追踪到设定值,且在扰动作用下输出电压波动小于1%。

2)通过Lyapunov法推导出神经网络权重自适应率,简化了控制器参数调节整定过程,仅需调节学习因子 γ 和比例因子 λ ,增加了其适用性。

3)分析了影响系统传输效率的因素,改进了P&O算法,通过自适应扰动步长实现了寻优速度和振荡幅度之间的协调,提升了系统效率和稳定性。结果表明:系统最大效率为92.7%,效率最大提升14.9%。

参考文献

- [1]崔淑梅,宋贝贝,王志远.电动汽车动态无线供电电磁耦合机构研究综述[J].电工技术学报,2022,37(3):537
CUI Shumei, SONG Beibei, WANG Zhiyuan. Overview of magnetic coupler for electric vehicles dynamic wireless charging [J]. Transactions of the China Electrotechnical Society, 2022, 37(3): 537. DOI:10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.201543
- [2]李争,孙仲淳,唐明磊,等.用于动态无线电能传输的新型线圈结构设计[J].哈尔滨工业大学学报,2024,56(9):85
LI Zheng, SUN Zhongchun, TANG Minglei, et al. Design of a novel coil structure for dynamic wireless power transfer [J]. Journal of Harbin Institute of Technology, 2024, 56(9): 85. DOI: 10.11918/202404063
- [3]李砚玲,蒋旭,应杨江,等.感应无线供电系统的线圈自定位方法研究[J].中国电机工程学报,2023,43(11):4367
LI Yanling, JIANG Xu, YING Yangjiang, et al. Research on the coil self-positioning method for inductive wireless power supply system [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(11): 4367. DOI: 10.13334/j.0258-8013.psee.213373
- [4]LIU Yuxin, LIU Chunhua, DONG Zhiping, et al. A novel wireless energy router for home energy management with omnidirectional power transmission [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(9): 8979. DOI: 10.1109/TIE.2022.3215828
- [5]闫争超,胡谦宇,赵晨旭,等.水下航行器感应式无线电能传输技术研究综述[J].中国电机工程学报,2023,43(24):9668
YAN Zhengchao, HU Qianyu, ZHAO Chenxu, et al. Review on inductive wireless power transfer technology for underwater vehicles [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(24): 9668. DOI: 10.13334/j.0258-8013.psee.221933
- [6]王得安,张剑韬,朱春波,等.海洋环境对水下无线电能传输系统的影响机理研究进展[J].电工技术学报,2025,40(3):653
WANG Dean, ZHANG Jiantao, ZHU Chunbo, et al. Review of progress in the study of marine environment effects on underwater wireless power transfer systems [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2025, 40(3): 653. DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.240098
- [7]YE Zhenxing, CHENG K W E. Design and validation of a multioutput wireless power transfer system using MPC controller [J].

- IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(12): 16065. DOI:10.1109/TPEL.2024.3434516
- [8] 石坤宏, 程志江, 王维庆, 等. 3 种谐振式无线电能传输系统的电路法模型及其特性[J]. 高电压技术, 2021, 47(6): 2240
SHI Kunhong, CHENG Zhijiang, WANG Weiqing, et al. Circuit model and characteristics of three resonant wireless power transmission systems[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(6): 2240. DOI:10.13336/j.1003-6520.hve.20200533
- [9] 石坤宏, 程志江, 陈星志, 等. 基于 SiC 的高频双边 LCC 无线能量传输装置的研究与实现[J]. 高电压技术, 2020, 46(9): 3275
SHI Kunhong, CHENG Zhijiang, CHEN Xingzhi, et al. Research and implementation of high frequency double-sided LCC wireless power transmission device based on SiC [J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(9): 3275. DOI:10.13336/j.1003-6520.hve.20190975
- [10] XIA Ziyi, DAI Xin, LI Yanling, et al. A data-driven control method for nonlinear characteristics of variable frequency regulation for wide-distance-range adaptive WPT system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2025, 40(7): 10221. DOI: 10.1109/TPEL.2025.3546357
- [11] NEATH M J, SWAIN A K, MADAWALA U K, et al. An optimal PID controller for a bidirectional inductive power transfer system using multiobjective genetic algorithm[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(3): 1523. DOI:10.1109/TPEL.2013.2262953
- [12] 苏建强, 任凯斌, 刘利强, 等. 基于 ADRC 的 LCC-S 谐振型无线充电副边闭环控制研究[J]. 电源学报, 2023, 21(6): 111
SU Jianqiang, REN Kaibin, LIU Liqiang, et al. Research on secondary-side closed-loop control of LCC-S resonant wireless charging based on ADRC [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(6): 111. DOI:10.13234/j.issn.2095-2805.2023.6.111
- [13] 王裕, 程志江, 陈星志, 等. 基于线性自抗扰控制的无线电能传输装置设计[J]. 高电压技术, 2022, 48(6): 2401
WANG Yu, CHENG Zhijiang, CHEN Xingzhi, et al. Design of wireless power transmission device based on linear active disturbance rejection control[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(6): 2401. DOI: 10.13336/j.1003-6520.hve.20201470
- [14] YANG Yun, ZHONG Wenxing, KIRATIPONGVOOT S, et al. Dynamic improvement of series-series compensated wireless power transfer systems using discrete sliding mode control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(7): 6351. DOI: 10.1109/TPEL.2017.2747139
- [15] 田勇, 冯华逸, 田劲东, 等. 电动汽车动态无线充电系统输出电流模型预测控制[J]. 电工技术学报, 2023, 38(9): 2310
TIAN Yong, FENG Huayi, TIAN Jindong, et al. Model predictive control for output current of electric vehicle dynamic wireless charging systems [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(9): 2310. DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.212029
- [16] ZHOU Ze, ZHANG Liyan, LIU Zhitao, et al. Model predictive control for the receiving-side DC-DC converter of dynamic wireless power transfer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(9): 8985. DOI: 10.1109/TPEL.2020.2969996
- [17] LIU Shunpan, MAI Ruikun, ZHOU Lingyun, et al. Dynamic improvement of inductive power transfer systems with maximum energy efficiency tracking using model predictive control: analysis and experimental verification [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(12): 12752. DOI: 10.1109/TPEL.2020.2992517
- [18] LI Hongchang, LI Jie, WANG Kangping, et al. A maximum efficiency point tracking control scheme for wireless power transfer systems using magnetic resonant coupling[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(7): 3998. DOI: 10.1109/TPEL.2014.2349534
- [19] 夏晨阳, 李晓丽, 韩潇左, 等. IPT 系统线性自抗扰恒压输出和最大效率跟踪复合控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(16): 6042
XIA Chenyang, LI Xiaoli, HAN Xiaozuo, et al. A hybrid control method for achieving constant voltage output with LADRC and maximum efficiency tracking for IPT systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(16): 6042. DOI: 10.13336/j.0258-8013.psee.210926
- [20] 黄文聪, 饶天彪, 蒋焯焱, 等. 无线电能传输系统最大效率追踪及恒压输出复合控制方法[J]. 电工技术学报, 2024, 39(12): 3589
HUANG Wencong, RAO Tianbiao, JIANG Xuanyan, et al. Maximum efficiency tracking and constant voltage output compound control method for wireless power transfer system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(12): 3589. DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.230549
- [21] XU Ligang, CHEN Qianhong, REN Xiaoyong, et al. Self-oscillating resonant converter with contactless power transfer and integrated current sensing transformer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(6): 4839. DOI: 10.1109/TPEL.2016.2598556
- [22] 李小飞, 蒋光利, 李志恒, 等. 基于互感与负载识别的 AGV 无线电能传输系统闭环恒流与效率优化控制方法[J]. 电工技术学报, 2025, 40(14): 4418
LI Xiaofei, JIANG Guangli, LI Zhiheng, et al. A closed-loop constant current and efficiency optimization control method for AGV wireless power transfer system based on mutual inductance and load identification[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2025, 40(14): 4418. DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.240790
- [23] ZHANG Jianzhong, ZHAO Jin, ZHANG Yaqian, et al. A wireless power transfer system with dual switch-controlled capacitors for efficiency optimization[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(6): 6091. DOI: 10.1109/TPEL.2019.2950218
- [24] LI Yong, LIU Shunpan, ZHU Xiao, et al. Extension of ZVS region of series-series WPT systems by an auxiliary variable inductor for improving efficiency[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(7): 7513. DOI: 10.1109/TPEL.2020.3042011
- [25] DAI Xin, LI Xiaofei, LI Yanling, et al. Maximum efficiency tracking for wireless power transfer systems with dynamic coupling coefficient estimation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(6): 5005. DOI: 10.1109/TPEL.2017.2729083
- [26] 陈凯楠, 赵争鸣, 刘方, 等. 电动汽车双向无线充电系统谐振拓扑分析[J]. 电力系统自动化, 2017, 41(2): 66
CHEN Kainan, ZHAO Zhengming, LIU Fang, et al. Analysis of resonant topology for bi-directional wireless charging of electric vehicle[J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(2): 66. DOI: 10.7500/AEPS20160930011
- [27] 李争, 于治昊, 高世豪, 等. 基于有源整流的无线电能传输系统双边 LCL 零电压软开关控制策略[J]. 电工技术学报, 2025, 40(8): 2380
LI Zheng, YU Zhihao, GAO Shihao, et al. Two-sided LCL zero voltage switching control strategy based on active rectifier for wireless power transfer system [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2025, 40(8): 2380. DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.240557
- [28] ZHANG Jianwen, GE S S, LEE T H. Direct RBF neural network control of a class of discrete-time non-affine nonlinear systems [C]//Proceedings of the 2002 American Control Conference. Anchorage: IEEE, 2002: 424. DOI: 10.1109/ACC.2002.1024842