

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2415843

# 应用于金属转轴监测的无线电能与信号同步传输系统优化研究\*

徐科峰<sup>1</sup> 雷华明<sup>1,2</sup>

(1.上海交通大学电子信息与电气工程学院 上海 200240;  
2.上海交通大学海洋智能装备与系统教育部重点实验室 上海 200240)

**摘要:** 涡流损耗的存在,使得应用于金属转轴监测的无线电能与信号同步传输系统的电能传输效率和信号传输质量下降。针对上述问题,通过对金属转轴涡流损耗的分析推导,建立包含涡流损耗等效阻抗的耦合线圈电路模型,以S-S型信号注入式SWPDT系统为基础,分析其电能传输与信号传输特性,以电能传输效率和信号传输增益为优化目标,采用多目标粒子群优化算法,对系统关键参数进行优化,并根据优化参数搭建实验测试平台,结果显示该优化方案可实现金属转轴环境下46.7%的电能传输效率和250 kbit/s的信号传输速率,验证了所提优化方案的正确性与可行性。

**关键词:** 无线电能与信号同步传输;金属转轴监测;涡流损耗;无线电能传输;多目标优化

**中图分类号:** TN98;TM724 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.8040

## Optimization study of simultaneous wireless power and data transfer system applied in metal shaft monitoring

Xu Kefeng<sup>1</sup> Lei Huaming<sup>1,2</sup>

(1. School of Electronic Information and Electrical Engineering, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China;  
2. Key Laboratory of Marine Intelligent Equipment and System Ministry of Education, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China)

**Abstract:** The existence of eddy current loss leads to a reduction in the energy transfer efficiency and signal transmission quality of simultaneously wireless power and data transfer utilized for metal shaft monitoring. To address this issue, an analysis and derivation of eddy current loss in metal rotors were conducted. Subsequently, a coupling coil circuit model incorporating the equivalent impedance of eddy current loss was established. Building upon the S-S type signal injection SWPDT system, the energy transfer and data transmission characteristics were analyzed. Employing energy transfer efficiency and data transmission gain as optimization objectives, a multi-objective particle swarm optimization algorithm was utilized to optimize the critical parameters of the system. An experimental test platform was constructed based on the optimized parameters. The results demonstrated that the proposed optimization scheme achieves 46.7% energy transfer efficiency and a data transmission rate of 250 kbit/s in metal shaft environment, thus validating the correctness and feasibility of the proposed optimization approach.

**Keywords:** SWPDT; metal shaft monitoring; eddy current loss; wireless power transfer; multi-objective optimization

## 0 引言

金属转轴是工业应用中重要的支撑和传动部件,在汽车、船舶等众多应用场景下需要对其转速、扭矩等状态信息进行及时准确的监测<sup>[1]</sup>。传统的金属转轴监测设备通过电

刷滑环的方式实现设备供电与信息传输,其耐用性、可靠性较低,且存在着一定的安全隐患。

无线电能与信号同步传输技术(simultaneous wireless power and data transfer)的发展,为金属转轴监测设备提供了更加安全稳定、灵活可靠的无线供电与信号传输方案。

收稿日期:2024-04-15

\* 基金项目:国家自然科学基金(52075339)项目资助

SWPDT系统的研究可分为3类:远场射频SWPDT、近场磁耦合SWPDT以及近远场混合SWPDT。其中远场射频SWPDT和近远场混合SWPDT系统通常借助WiFi、ZigBee、蓝牙等射频通信模块进行监测信息的信号传输,具有设计简单、灵活度高的特点,但在金属环境下的通信性能与可靠性欠佳,因此难以应用于金属转轴监测设备。而近场磁耦合SWPDT通常只需一对耦合线圈,在较低的频率下进行电能与信号的同步传输,其具有抗干扰性强、适用性广的特点,因而更加适用于金属转轴工况<sup>[2]</sup>。然而,相比于传统空气环境下的SWPDT系统,金属转轴的引入不仅改变了线圈的自感系数与互感系数,使系统谐振参数发生变化,还会引起转轴表面涡流损耗的产生,造成系统电能传输效率和信号传输增益的下降,进而带来金属转轴监测设备供电不足、通信误码率上升等问题,严重影响监测设备性能与稳定性。因此,对金属转轴环境下的SWPDT系统进行优化研究具有重要意义。

目前国内外对无线电能和信号同步传输技术的研究主要集中在传统空气环境以及金属平板环境下的SWPDT系统特性研究上,且多同时偏向对系统电能传输效率特性的研究,包括耦合机构优化设计、电磁屏蔽材料选取等<sup>[3-16]</sup>,提升系统电能传输效率的同时也增加了结构设计复杂度以及系统的成本与体积。总之,针对金属转轴环境下SWPDT系统电能传输和信号传输特性的优化研究相对缺乏。

针对上述问题,本文以电能传输效率和信号传输增益为优化目标,提出一种应用于金属转轴监测的SWPDT系统参数优化方法。首先分析推导金属转轴的涡流损耗表达式,建立包含涡流损耗等效阻抗的耦合线圈电路模型,并分析SWPDT系统电能传输和信号传输特性,基于多目标粒子群优化算法对SWPDT系统的关键参数进行优化设计。最后搭建用于金属转轴监测的SWPDT系统实验平台,实验结果显示,该系统可同时实现46.7%的电能传输效率和250 kbit/s的信号传输速率。

## 1 金属转轴涡流损耗分析

在SWPDT系统原副边线圈中高频交流电激励下,金属转轴内感应产生涡电流进而产生涡流损耗,对涡流损耗进行定量分析,推导原副边线圈激励产生涡流损耗的等效阻抗。

### 1.1 涡流损耗等效阻抗计算

应用于金属转轴监测的SWPDT系统耦合机构示意图如图1(a)所示,其中固定在金属转轴且随金属转轴旋转的为副边线圈,原边线圈与副边线圈间存在一定的间隙。为简化分析,金属转轴与原副边线圈简化示意图如图1(b)所示,其中金属转轴的电磁参数分别为 $\sigma$ 和 $\mu$ ,其半径为 $a$ , $N$ 匝线圈均匀绕制在金属转轴附近,其轴向长度为 $L_c$ ,其中心距金属转轴轴线为 $R$ ,考虑金属转轴的径向长度

$L \gg a$ ,即金属转轴相对无限长。

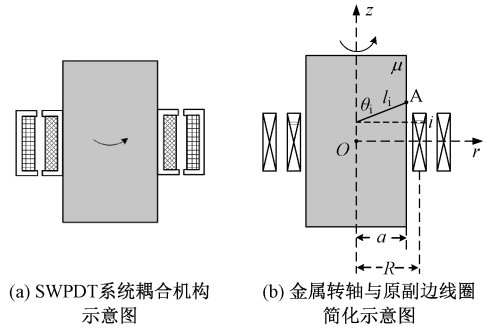


图1 金属转轴与激励线圈示意图

选取圆柱坐标系,其 $z$ 轴与转轴轴线重合,线圈中激励电流频率为 $\omega$ ,激励电流有效值为 $I$ 。虽然系统通信所用载波频率较高,但在金属转轴内的时变电磁场中,仍满足 $\omega\epsilon \ll \sigma$ ,即其产生的位移电流极小,可以忽略。

针对上述条件,文献[17]给出了金属转轴表面涡流密度的大小为:

$$|J(r)| \approx \sqrt{\frac{2a}{r}} \frac{1}{\delta} e^{-\frac{a-r}{\delta}} H_0 \quad (1)$$

式中: $\delta$ 为集肤深度, $\delta = \sqrt{2/\mu\epsilon\sigma}$ ;  $H_0$ 为线圈激励下金属转轴表面的磁场强度。

由此可计算得金属转轴轴向单位长度的平均涡流损耗为:

$$dP = \int_0^a \frac{1}{2} |J(r)|^2 \cdot \rho \cdot 2\pi r dr = \frac{\rho\pi a H_0^2}{\delta} \quad (2)$$

为进一步准确计算涡流损耗,同时将涡流损耗等效为线圈串联的等效电阻模型,需要求解金属转轴表面的磁场强度 $H_0$ 。过程如下:

假设金属转轴表面存在A点( $a, \varphi, z$ ),在 $N$ 匝线圈中任取一匝线圈 $i$ ,设A点与 $i$ 线圈中心的距离为 $l_i$ ,其矢量 $l_i$ 与 $z$ 轴间夹角为 $\theta$ ,该夹角的单位矢量为 $\theta_i$ 。通以交流电 $I$ 的线圈 $i$ 在A点产生的磁矢势为:

$$\mathbf{A}_i(l, \theta) = \frac{\mu}{4\pi} \frac{4IR}{\sqrt{R^2 + l_i^2 + 2Rl_i \sin\theta_i}} \cdot \left[ \frac{(2 - k^2)K(k) - 2E(k)}{k^2} \right] \quad (3)$$

其中, $K(k) = \int_0^{\pi/2} 1/\sqrt{1 - k^2 \sin^2 \varphi} d\varphi$ ,为第1类完全椭圆积分, $E(k) = \int_0^{\pi/2} \sqrt{1 - k^2 \sin^2 \varphi} d\varphi$ 为第2类完全椭圆积分,中间变量 $k = \sqrt{4Rl_i \sin\theta_i / (R^2 + l_i^2 + 2Rl_i \sin\theta_i)}$ 。

同时有电磁场基本方程:

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A} \quad (4)$$

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} \quad (5)$$

联立上述式(3)~(5)可得A点处 $l_i$ 方向和 $\theta_i$ 方向的磁场强度大小分别为:

$$H_{i_z} = \frac{IR^2 \cos\theta_i}{2(R^2 + L_i^2)^{3/2}} \left(1 + \frac{15R^2 L_i^2 \sin^2\theta_i}{4(R^2 + L_i^2)^2}\right) \quad (6)$$

$$H_{i_\theta} = -\frac{IR^2 \sin\theta_i}{4(R^2 + L_i^2)^{5/2}} \cdot [2R^2 - L_i^2 + \frac{15R^2 L_i^2 \sin^2\theta_i (4R^2 - 3L_i^2)}{8(R^2 + L_i^2)^2}] \quad (7)$$

由此，通电线圈  $i$  在 A 点处产生的轴向磁场强度便可以通过下列公式得出：

$$H_{i_0} = H_{i_z} \cos\theta_i + H_{i_\theta} \sin\theta_i \quad (8)$$

$N$  匝线圈激励下在 A 点处产生的轴向磁场强度则为：

$$H_0 = \sum_{i=1}^N H_{i_0} \quad (9)$$

考虑到涡流主要集中在轴附近，因此将式(9)代入式(2)并在线圈中心轴向长度  $6L_c$  上对  $dP$  进行积分，得到金属转轴在线圈激励下产生的总的平均涡流损耗为：

$$P = \int_{-3L_c}^{3L_c} dP dz = k_{eddy} \sqrt{\frac{\mu\omega}{2\sigma}} N^2 I^2 \quad (10)$$

其中， $k_{eddy}$  为一个金属转轴和线圈的几何参数有关的函数，当金属转轴与线圈的直径以及其之间距离一定时， $k_{eddy}$  是一个常数。由式(10)显然可得涡流损耗等效阻抗为：

$$R_{eddy} = k_{eddy} \sqrt{\frac{\mu\omega}{2\sigma}} N^2 \quad (11)$$

原副边线圈的涡流损耗等效阻抗分别为：

$$R_{eq_p} = k_{eddy_p} \sqrt{\frac{\mu\omega}{2\sigma}} N_p^2 \quad (12)$$

$$R_{eq_s} = k_{eddy_s} \sqrt{\frac{\mu\omega}{2\sigma}} N_s^2 \quad (13)$$

包含涡流损耗等效阻抗的金属转轴环境下原副边耦合线圈的互感等效电路模型如图 2 所示。

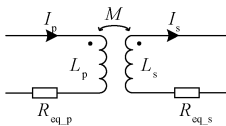


图 2 耦合线圈等效电路

### 1.2 有限元分析仿真验证

为验证前文所推导涡流损耗表达式与电路模型的正确性，如图 3 所示，在 Ansys Maxwell 软件中搭建金属转轴与耦合线圈的几何模型并进行涡流稳态仿真。其中，金属转轴半径取  $a = 25$  mm，原副边线圈匝数分别取  $N_p = N_s = 30$  匝，原边线圈绕组半径为 30 mm，副边线圈绕组半径 26 mm，金属转轴材质为 45 号钢。

原副边分别通以有效值均为 1 A 的交流电，仿真得到不同频率下的涡流损耗，并与式(10)的计算值进行比较，结果如图 4 所示。

观察图 4 可知，原副边线圈激励下，金属转轴涡流损

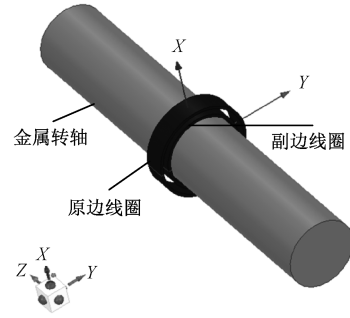


图 3 仿真模型示意图

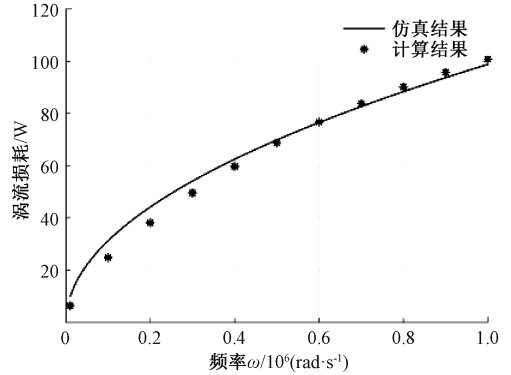


图 4 涡流损耗的计算结果与仿真结果

耗的计算结果与有限元分析仿真结果接近，两者变化趋势基本一致，在频率较低时，两者之间存在其最大相对误差约 10%，其余情况下相对误差均在 4.8% 之内。由此证明了前述涡流损耗表达式和电路模型的正确性。

## 2 金属转轴环境下 SWPDT 系统特性分析

### 2.1 SWPDT 基本工作原理

如图 5 所示为包含涡流损耗等效阻抗的 SWPDT 系统框图。

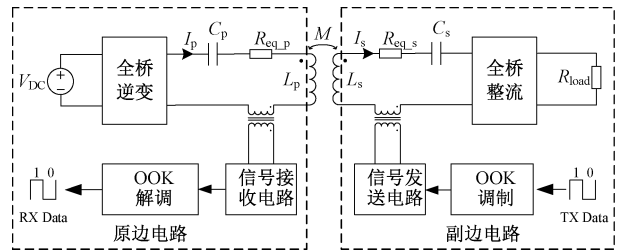


图 5 SWPDT 系统框图

其中  $C_p$ 、 $C_s$  分别为原副边串联谐振电容， $L_p$ 、 $L_s$  分别为原副边线圈的自感， $M$  为原副边线圈之间的互感，满足  $M = k_{couple} \sqrt{L_p L_s}$ ，其中  $k_{couple}$  为耦合系数。 $R_{eq_p}$  和  $R_{eq_s}$  分别为原副边线圈的涡流损耗等效阻抗， $R_{load}$  为负载电阻。 $I_p$ 、 $I_s$  分别为流经原副边线圈的电流。其基本工作原理为：全桥逆变器将直流电源  $V_{DC}$  转换为频率为  $f_s$  的高频交流电，经串联谐振补偿后注入到原边线圈，在副边线

圈中感应产生同频的交流电,同时副边在串联谐振补偿后经过全桥整流并滤波后得到直流电源,从而为副边负载进行供电。与此同时,副边的待发送信号经过开关键控(on-off keying, OOK)调制后生成频率为 $f_c$ 高频载波信号,信号发送电路对该信号进行放大后通过紧耦合变压器注入到副边线圈;原边接收电路通过紧耦合变压器拾取高频载波信号并传输至解调电路,经过滤波、放大、检波与比较等信号处理环节后还原出发送信号,从而完成信号与电能的同步无线传输。

## 2.2 电能传输效率特性分析

SWPDT的电能传输部分可简化如图6所示。其中 $U_{in}$ 为输入电压, $U_{out}$ 为负载电压。 $U_a$ 和 $U_b$ 分别电流控制电压源的电压, $R_L$ 为等效交流负载。

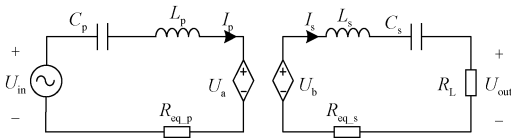


图6 电能传输部分等效电路

为提升系统效率,需要对原副边线圈进行无功补偿。

此时电路参数应满足下列条件:

$$f_s = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_p C_p}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_s C_s}} \quad (14)$$

对原副边分别列写KVL方程可得:

$$\begin{cases} U_{in} = (j\omega L_p + \frac{1}{j\omega C_p} + R_{eq,p})I_p + U_a \\ U_{out} = -(j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s} + R_{eq,s})I_s + U_b \end{cases} \quad (15)$$

同时受控电压源及负载电压表达式如下:

$$\begin{cases} U_a = -j\omega M I_s \\ U_b = j\omega M I_p \\ U_{out} = R_L I_s \end{cases} \quad (16)$$

根据式(15)、(16)可以写出系统无功全补偿时的输入

功率 $P_{in}$ 和输出功率 $P_{out}$ 分别为:

$$P_{in} = \frac{I_s^2 (R_L + R_{eq,s})}{\omega^2 M^2} \cdot [(R_L + R_{eq,s})R_{eq,p} + \omega^2 M^2] \quad (17)$$

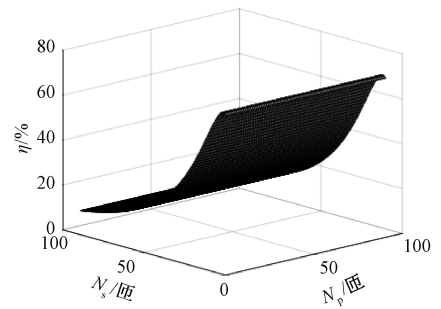
$$P_{out} = I_s^2 R_L \quad (18)$$

由此可得SWPDT系统在金属转轴环境下的电能传输效率为:

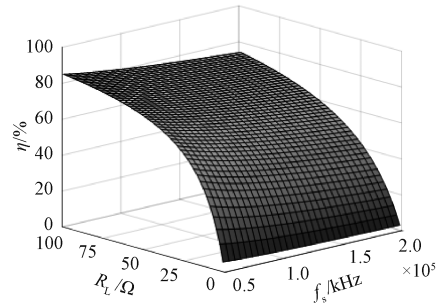
$$\eta = \frac{\omega^2 M^2 R_L}{\omega^2 M^2 (R_L + R_{eq,s}) + R_{eq,p} (R_L + R_{eq,s})^2} \quad (19)$$

根据式(19)绘制电能传输效率特性如图7所示。

如图7可知,相较于原边线圈匝数变化,副边线圈的匝数变化对能量传输效率的影响更加明显。随着原边线圈匝数增加,SWPDT能量传输效率仅有极小的下降,这是由于原边线圈相对副边线圈距离金属转轴较远,且结合式(19)可知原边线圈激励产生的涡流损耗等效阻抗对能量传输效



(a) 能量传输效率与原副边匝数关系



(b) 能量传输效率与负载电阻及开关工作频率关系

图7 电能传输效率特性

率变化的影响很小。随着副边线圈匝数的增加,能量传输效率呈现先上升后下降的趋势,即在一定条件下,存在使能量传输效率最大的副边线圈匝数,该取值可通过式(19)对 $N_s$ 求得得到。同时分析可知式(19)中,副边线圈匝数及涡流损耗等效阻抗对能量传输效率的影响更大。图7(b)所示为当 $N_p = N_s = 30$ 匝时,电能传输效率与负载大小和电能传输开关频率之间的关系,不难发现,当SWPDT系统的开关工作频率一定时,SWPDT随着负载电阻变大,即负载减小时,系统电能传输效率逐步增大,这是由于轻负载情况下流经原副边线圈的电流相对较小,涡流损耗的影响相对较小,重载情况下则情况相反;当系统负载一定时,可以发现随着开关工作频率增大,系统的电能传输效率有所下降,这是因为流经电流不变的情况下,涡流损耗与频率的平方根呈正比,而涡流损耗的增大导致了系统整体效率的下降。

## 2.3 信号传输增益特性分析

二进制幅移键控(binary amplitude shift keying, BASK)利用高频载波的高低两个幅值 $A_H$ 和 $A_L$ 分别来代表bit1和bit0,其调制解调策略和硬件实现均相对简单,因而在SWPDT系统中应用较为广泛<sup>[18]</sup>。BASK的调制深度被定义为:

$$m = \left| \frac{A_H - A_L}{A_H + A_L} \right| \quad (20)$$

显然BASK调制策略的抗干扰能力取决于调制深度 $m$ ,当 $m$ 越大,即 $A_H$ 和 $A_L$ 的差值越大时,越有利于载波信号的解调和传输数据的还原。特别的,OOK调制策略作为BASK的特例,其 $A_L = 0$ ,使得理想情况下其调制深度

为 1, 极大增强了数据传输的抗干扰能力。然而在实际的金属转轴环境下的 SWPDT 系统中的 OOK 调制效果如图 8 所示。

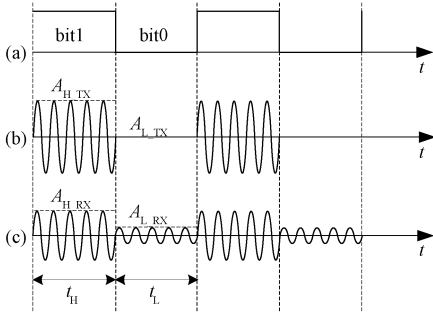


图 8 SWPDT 信号调制策略示意图

图 8 中, 图 8(a)为传输的数字信号, 图 8(b)为副边发送的调制信号, 图 8(c)为原边接收的调制信号。\$A\_{H,TX}\$ 和 \$A\_{L,TX}\$ 分别为副边发送的载波信号高幅值与低幅值, \$A\_{H,RX}\$, \$A\_{L,RX}\$ 为原边接收的载波信号高幅值与低幅值, \$t\_H\$、\$t\_L\$ 分别为 bit、bit0 的位宽。在图 8(b)中, 副边发送的调制信号幅值在 \$t\_H\$ 内为 \$A\_{H,TX}\$, 在 \$t\_L\$ 内为 \$A\_{L,TX}=0\$, 然而在经过由原副边线圈、金属转轴环境以及发射接收电路构成的传输信道后, 在 \$t\_H\$ 内原边接收的调制信号高幅值变为 \$A\_{H,RX}\$; 由于 SWPDT 系统的电能传输波形中存在 \$f\_c\$ 附近频率的高次谐波串扰, 且信号接收电路的品质因数有限, 因此, 在 \$t\_L\$ 内仍存在幅值为 \$A\_{L,RX}\$ 的载波。由上述调制深度的定义可知, 此时实际调制深度下降, SWPDT 的信号传输抗干扰能力恶化, 同时对信号传输速率带来影响。为改善上述状况, 研究 SWPDT 的信号传输增益特性, 并增大信号传输增益 \$A\_{H,RX}/A\_{L,TX}\$ 十分必要。

SWPDT 的信号传输环节可简化如图 9 所示, 其中 \$U\_{TX}\$ 为发送调制信号的幅值, \$U\_{RX}\$ 为接收调制信号的幅值, \$R\_{sig}\$ 为信号接收等效电阻。

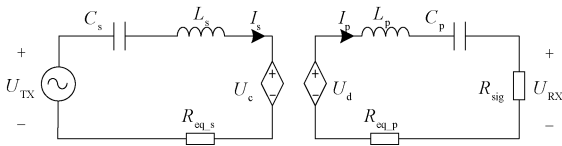


图 9 信号传输环节等效电路

列写 KVL 方程有:

$$\begin{cases} U_{RX} = (j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s} + R_{eq,s})I_s - j\omega MI_p \\ j\omega MI_s = (j\omega L_p + \frac{1}{j\omega C_p} + R_{eq,p} + R_{sig})I_p \\ U_{TX} = I_p R_{sig} \end{cases} \quad (21)$$

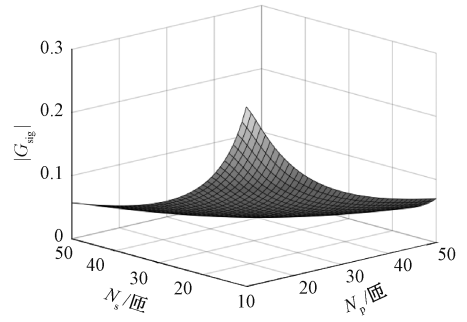
整理可得信号传输增益传递函数为:

$$G_{sig}(j\omega) = \frac{j\omega M R_{sig}}{\omega^2 M^2 + Z_1 Z_2} \quad (22)$$

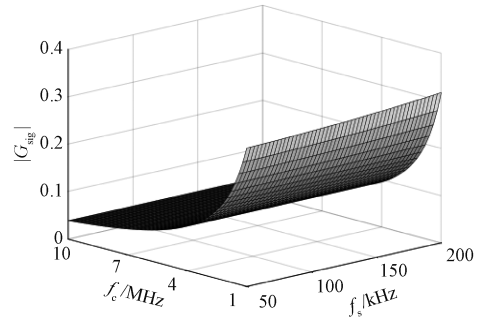
其中, \$Z\_1 = R\_{eq,p} + R\_{sig} + j\omega L\_p + 1/j\omega C\_p\$, \$Z\_2 = R\_{eq,s} +

\$j\omega L\_s + 1/j\omega C\_s\$。

绘制 SWPDT 信号传输增益特性如图 10 所示。



(a) 信号传输增益与原副边匝数关系



(b) 信号传输增益与调制信号频率及开关工作频率关系

图 10 信号传输增益特性

图 10(a)所示为当信号接收等效电阻 \$R\_{sig} = 120 \Omega\$, 信号载波频率 \$f\_c = 10 \text{ MHz}\$ 时, SWPDT 共享通道的信号传输增益与原副边匝数的关系, 可以看到原副边匝数对信号传输增益的影响相似, 由于信号的调制频率较高, 当线圈匝数较大时, 较大的线圈自感以及涡流损耗等效阻抗使得信号传输增益衰减严重, 仅当线圈匝数极少时能获得较大信号传输增益。图 10 (b)所示为当原副边匝数均为 30 匝时, 信号传输增益与调制信号载波频率和开关工作频率之间的关系, 观察可知, 随着开关工作频率增大, 相应的补偿电容减小, 此时线圈与补偿电容的串联等效阻抗在信号传输频率下有所下降, 从而使得信号传输增益略微增大; 而调制信号的载波频率对信号传输增益的影响至关重要, 随着载波频率增大, 信号传输增益下降明显。降低信号传输载波频率可提高信号传输增益, 但为提高解调能力, 载波信号的解调需要至少 10 个周期的载波信号, 因此降低信号传输载波频率的同时, 会牺牲一定的信号传输速率, 需要根据具体的系统数据传输速率要求进行合理设计。

### 3 基于 MOPSO 的 SWPDT 系统参数优化

#### 3.1 优化目标与参数

金属转轴环境下 SWPDT 系统的电能传输效率以及信号传输增益与系统的关键参数, 如逆变器开关工作频率, 载波信号频率, 原副边匝数等有密切联系。采用多目标粒

子群优化算法,实现对金属转轴环境下 SWPDT 系统的电能传输效率以及信号传输增益同时进行优化。

考虑到实际应用场景下,金属转轴直径、线圈直径、原副边线圈间隙等结构几何参数相对固定,结合前述分析, $N_p, N_s, f_s, f_c$  等关键参数对 SWPDT 系统的电能传输效率与信号传输质量影响较大,因此选取上述 4 个参数为优化决策变量。上述优化问题的目标函数可写为:

$$\begin{cases} f_1(\mathbf{x}) = 1/\eta \\ f_2(\mathbf{x}) = 1/|G_{sig}(j\omega)| \\ \min F(\mathbf{x}) = [f_1(\mathbf{x}), f_2(\mathbf{x})] \end{cases} \quad (23)$$

其中,  $\mathbf{x} = [N_p, N_s, f_s, f_c]$  为决策向量。为提高迭代收敛速度,同时综合考虑电路参数可实现性,在优化过程中,决策变量满足下列约束条件:

$$\begin{cases} N_p, N_s \in Z \\ f_s \in [50 \text{ kHz}, 150 \text{ kHz}] \\ f_c \in [1 \text{ MHz}, 12 \text{ MHz}] \\ f_c > 10f_s \end{cases} \quad (24)$$

### 3.2 MOPSO 算法流程

多目标粒子群优化算法 (multi-objective particle swarm optimization, MOPSO) 是一种用于解决多目标优化问题的启发式算法。与传统的单目标优化问题不同,多目标优化问题涉及到多个目标函数,通常这些目标函数是相互矛盾的,其优化的最终目标也不是一个最优解,而是一组解的集合,称为非支配解集,即 Pareto 最优解<sup>[19-20]</sup>。

该算法流程如图 11 所示,其每一个可能的解都表示为种群中的一个粒子,每一个粒子都有自己的速度向量和位置向量,以及由目标函数确定的适应度。根据计算的目标函数更新非支配解集,确定当前迭代时刻的个体最优向量  $\mathbf{p}_{n\_best}(t)$  和全局最优向量  $\mathbf{g}_{best}(t)$ 。通过跟踪个体和全局最优向量,在决策向量约束空间内通过迭代式 (25) 和 (26) 确定下一时刻每个粒子的位置和速度<sup>[21]</sup>,如此循环至最大迭代次数,输出优化后的 Pareto 解集。

$$V_n(t+1) = \omega V_n(t) + c_1 r_1 (\mathbf{p}_{n\_best}(t) - x_n(t)) + c_2 r_2 (\mathbf{g}_{best}(t) - x_n(t)) \quad (25)$$

$$x_n(t+1) = x_n(t) + V_n(t+1) \quad (26)$$

式中:  $\omega$  为惯性权值,  $c_1, c_2$  分别为个体和群体学习因子,  $r_1, r_2$  为  $[0, 1]$  之间独立均匀分布的随机数,  $n$  为第  $n$  个粒子,  $t$  为迭代次数,  $V_n(t)$  为第  $t$  次迭代中第  $n$  个粒子的速度,  $x_n(t)$  为第  $t$  次迭代中第  $n$  个粒子的位置,  $\mathbf{p}_{n\_best}(t)$  为第  $t$  次迭代中第  $n$  个粒子的个体最优位置,  $\mathbf{g}_{best}(t)$  为第  $t$  次迭代中群体的全局最优位置。

### 3.3 优化结果

根据前述 MOPSO 算法流程,在 Matlab 中编写程序,为避免算法陷入局部收敛,同时加快收敛速度,设置 MOPSO 算法相关参数如表 1 所示,得到优化的 Pareto 解集如图 12 所示,其中横坐标为电能传输效率优化目标函数

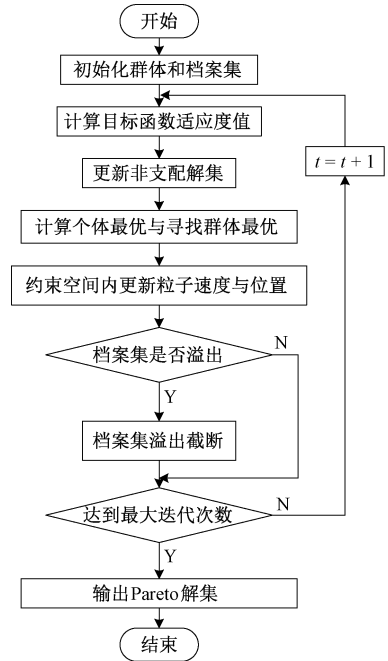


图 11 MOPSO 算法流程图

值,纵坐标为信号传输增益优化目标函数值。实际迭代过程中,迭代次数达到 200 次以上时,所有种群个体均收敛到 Pareto 解集上,整个优化算法收敛速度较快。

表 1 MOPSO 算法参数设置

参数	取值	参数	取值
$\omega$	0.6	种群数	200
$c_1$	1	档案库	100
$c_2$	2	变异率	0.10
$t$	300	网格数	10

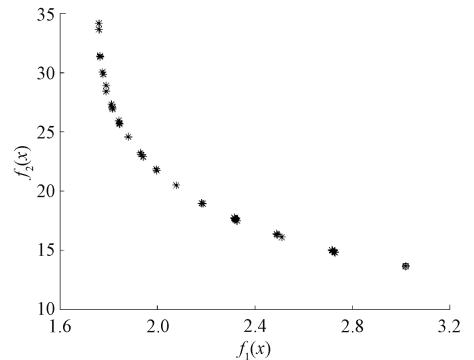


图 12 优化 Pareto 解集

综合考虑金属转轴监测系统对电能传输和信号传输特性的需求,结合实际应用的元器件型号、参数等问题,在 Pareto 解集中选取一组决策变量,对开关频率以及载波频率进行微调,得到优化后的 SWPDT 系统参数如下表 2 所示。

表 2 SWPDT 系统参数优化结果

参数	取值	参数	取值
$N_p$	37 匝	$N_s$	22 匝
$f_s$	80 kHz	$f_c$	3.8 MHz
$C_p$	68 nF	$C_s$	115 nF
$L_p$	59.29 $\mu$ H	$L_s$	30.67 $\mu$ H
$M$	24.70 $\mu$ H	$R_L$	20 $\Omega$

4 实验验证

为了验证所提出的优化方案的正确性与可行性,根据图 5 所示的电路拓扑以及表 2 中的优化参数搭建 SWPDT 实验样机如图 13 所示。

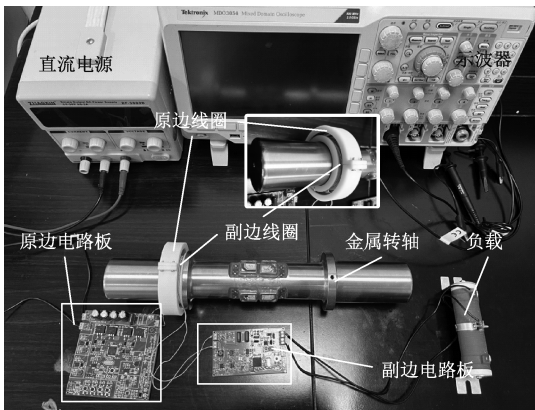
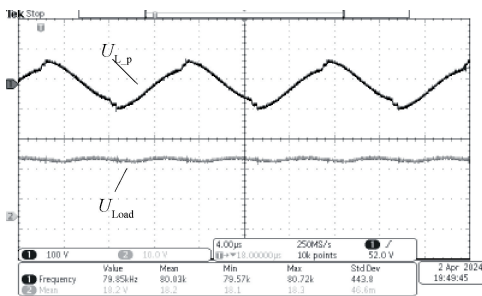
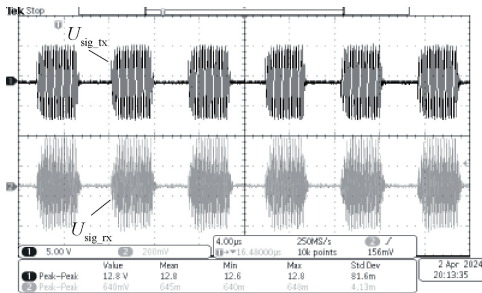


图 13 应用于金属转轴监测的 SWPDT 系统样机

在原边输入电压 24 V, 负载电阻 20  $\Omega$  条件下,进行实验,得到参数优化后的 SWPDT 实验波形如图 14 所示。



(a) SWPDT 能量传输波形



(b) SWPDT 信号传输波形

图 14 SWPDT 系统实验波形

其中,图 14(a)为金属转轴环境下 SWPDT 系统的电能传输波形,  $U_{L,p}$  为经串联谐振补偿后的原边线圈电压,  $U_{load}$  为副边经整流滤波后输出至负载两端的电压。观察可知,此时原边线圈电压波形的频率为 80.03 kHz,幅值为 82.56 V,系统处于谐振状态。原边电源输出电压 24.00 V,输出电流 1.48 A,系统的输入功率为 35.52 W;负载电压均值为 18.20 V,电压波动在 0.2 V 以内,此时副边输出至负载的功率为 16.56 W,即该系统能够以 46.7%的效率进行电能传输,且电能传输基本不受信号传输影响。在该参数下,根据式(19)得到的电能传输效率理论计算值为 48.4%,该误差产生的主要原因为实际测试情况下,存在开关损耗、驱动电路器件功耗等,因此可认为实验测试结果与理论计算值基本相符。

图 14(b)所示为 SWPDT 系统进行电能传输同时的信号传输波形,其中  $U_{sig,tx}$  为副边发送的调制信号波形,  $U_{sig,rx}$  为原边接收的调制信号波形。观察可知,副边发送的调制信号峰峰值约 12.8 V,原边接收的调制信号峰峰值约 0.645 V,信号传输增益约 0.05,这与式(22)的理论计算值 0.06 接近,这是由于高频情况下导线的交流内阻对信号传输产生了一定影响,前文理论分析中将该部分忽略,因此存在一定误差。根据式(20)计算可得接收信号调制深度为 0.855,对比优化前有显著提升。同时调制信号波形的高低位宽分别为 4  $\mu$ s,信号传输速率为 250 kbit/s。

本文所搭建的应用于金属转轴监测 SWPDT 系统的实验结果与其他文献中金属转轴环境下实验结果对比如表 3 所示。

表 3 金属转轴环境下 SWPDT 系统特性比较

文献	结构类型	传输功率/ W	系统效率/ %	信号传输 速率/(kbit/s)
[8]	同轴式	1.1	59.46	33
[11]	同轴式	6.5	30.10	0.1
[12]	侧置式	38.6	82.00	—
[16]	同轴式	6.3	34.8	—
本文	同轴式	16.56	46.7	250

综上所述,电能传输与信号传输的实验结果与理论计算结果基本相符,其差异相对较小且对实际应用影响不大。实验结果进一步验证了前文所推导的涡流损耗等效阻抗与电路模型,同时基于 MOPSO 的系统参数优化可以显著提升用于金属转轴监测的 SWPDT 电能和信号传输特性。

5 结 论

针对 SWPDT 系统应用于金属转轴监测时,由于涡流损耗导致系统特性恶化的问题,本文推导了金属转轴在原副边线圈激励下的涡流损耗等效阻抗以及电路模型,并使用有限元分析软件进行了仿真验证;采用多目标粒子群优

化算法对串联信号注入式 SWPDT 系统进行了关键参数优化,搭建实验装置进行了实验测试,结果表明,所提出的优化方案下能够同时实现 46.7% 的电能传输效率和 250 kbit/s 的信号传输速率,系统特性显著提升。这些结果验证了所建立的涡流损耗模型与提出的优化方案的正确性和可行性,为 SWPDT 系统应用于金属转轴监测以及相关应用场景提供了优化参考。

## 参考文献

- [1] 高浚凯,齐红丽,王天泽,等.一种应用于不同轴径转轴的感应供电平面阵列线圈结构[J].电子测量与仪器学报,2020,34(4):65-71.
- [2] SUN Y, YAN P, WANAG Z, et al. The parallel transmission of power and data with the shared channel for an inductive power transfer system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(8): 5495-5502.
- [3] 苏玉刚,刘家鸣,王智慧,等.磁耦合机构拾取线圈平面金属的影响及其抑制方法[J].电工技术学报,2022,37(3):578-588.
- [4] 张欣,韩瑜,宋子晗,等.碳纤维软磁复合材料在无线电能传输电磁耦合机构中的应用[J].天津工业大学学报,2022,41(4):75-81.
- [5] 窦润田,张献,李永建,等.基于广义层合理论的无线电能传输纳米晶高性能屏蔽方法研究[J].中国电机工程学报,2022,42(20):7306-7319.
- [6] 周润棠,杜贵平,沈栋.无线电能传输系统中铁磁性金属异物对 DD/BP 磁耦合机构的影响研究[J].电子测量技术,2021,44(17):19-25.
- [7] DENG Y, YANG Y, LUO Y, et al. Modeling and analysis of wireless power transfer system in metal environment[C]. 2020 IEEE Wireless Power Transfer Conference(WPTC), Seoul, Korea (South), 2020: 252-256.
- [8] 邓永生.频分复用式无线电能与信号同步传输方法研究[D].长沙:国防科技大学,2020.
- [9] TRAUTMAN M, SANFTL B, WEIGEL R, et al. Simultaneous inductive power and data transmission system for smart applications[J]. IEEE Circuits and Systems Magazine, 2019, 19(3): 23-33.
- [10] 刘伟,王赞.存在金属障碍物无线电能传输特性分析[J].电子测量技术,2019,42(10):38-42.
- [11] 赵勇.用于金属转轴工况监测的 ICPT 系统研究[D].上海:上海交通大学,2019.
- [12] 戴明,王佩君,齐红丽,等.金属转轴无线感应供电系统传输功率分析与结构优化[J].船舶工程,2018,40(11):83-88,93.
- [13] 闫孝姮,李洪蕾,陈伟华,等.金属环境对谐振式无线电能传输系统的影响分析[J].测控技术,2017,36(12):131-136.
- [14] 李长生,曹娟,张合.非铁磁性金属影响下的磁共振耦合电能传输系统建模与分析[J].电力系统自动化,2015,39(23):152-157.
- [15] 李长生,张合,查冰婷.引信无线供电系统电磁耦合结构外围金属介质涡流损耗分析[J].南京理工大学学报,2011,35(3):347-351.
- [16] LI Y, XIE Z, YANG S, et al. A hybrid algorithm based on NSGA-II and MOPSO for multi-objective designs of electromagnetic devices [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2023, 59(5): 1-4.
- [17] 屠张杰,卜雄洙,徐森森.电磁耦合式无线供电在金属轴环境中的涡流损耗分析[J].电子测量技术,2016,39(3):38-41.
- [18] GUO P, YUAN R, CAI C, et al. High-data-frequency-ratio information transmission method for fast dynamic response SWPIT systems based on DASK modulation [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(3): 3822-3834.
- [19] 王激华,王佩月.基于粒子群算法的无线电能与信号并行传输系统参数设计[J].广东电力,2022,35(4):28-38.
- [20] 张克涵,李鑫阳,代凡,等.海洋环境无线电能系统的参数设计及优化方法[J/OL].电源学报,1-11[2024-04-08].<http://kns.cnki.net/kcms/detail/12.1420.TM.20221205.1552.003.html>.
- [21] 焦超群,杨旭,杨俊峰,等.基于多目标优化理论的耦合无关恒压输出型 LCC/S 补偿感应电能传输系统[J].电工技术学报,2023,38(24):6565-6580.

## 作者简介

徐科峰,硕士研究生,主要研究方向为无线电能传输与扭矩检测。

E-mail: xkf2528@sytu.edu.cn

雷华明(通信作者),博士,高级工程师,主要研究方向为电磁探测与传感;新型无损检测与智能系统;微弱信号检测。

E-mail: hmllei@sytu.edu.cn