

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2520444

单谐振线圈测量海水电导率的仿真分析与试验验证^{*}刘宁^{1,2} 韩佳盛¹ 王韬¹ 冯书艺¹

(1. 国家海洋技术中心 天津 300112; 2. 自然资源部海洋观测技术重点实验室 天津 300112)

摘要: 针对沿海地区河口水质监测环境中,传统的电导率测量传感器存在体积庞大、易被腐蚀的问题,本文提出一种基于单线圈扫频测量谐振阻抗的海水电导率非接触测量方法。建立了海水环境下线圈等效电路模型,深入解析了海水涡流损耗对系统谐振特征的影响机理,阐明了在谐振状态下,谐振等效阻抗与海水电导率之间的存在的线性映射关系,采用有限元仿真,对仿真数据进行了线性拟合,验证了理论推导的准确性;在此基础上,搭建了基于扫频技术的电导率测量系统,实现了对谐振点阻抗的精准提取。试验结果表明:在低电导率(咸潮)环境下,该方法保持了恒定且高水平的测量灵敏度,拟合结果最大误差仅为0.0417 mS/cm。相比于已有研究,本文方法在提升系统抗污染能力的同时,显著增强了对微弱电导率变化的感知精度,并且可以此类方法利用仿真软件提前计算出拟合所需的相关参数,可以节省传感器标定所需要的人力物力,优化传感器制备流程,为河口水质监测提供了一种低成本、高可靠、高灵敏的新方案。

关键词: 电导率测量;电涡流检测;非接触式测量;海水电导率

中图分类号: TN98 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 420

Simulation analysis and experimental verification of measuring seawater conductivity with a single resonant coil

Liu Ning^{1,2} Han Jiasheng¹ Wang Tao¹ Feng Shuyi¹

(1. Nation Ocean Technology Center, Tianjin 300112, China; 2. Key Laboratory of Ocean Observation Technology, Ministry of Natural Resources of the People's Republic of China, Tianjin 300112, China)

Abstract: For coastal estuary water quality monitoring environments, traditional conductivity sensors suffer from issues such as bulky size and susceptibility to corrosion. This paper proposes a non-contact seawater conductivity measurement method based on single-coil sweep-frequency resonant impedance measurement. A coil equivalent circuit model in seawater environments was established, with in-depth analysis of the mechanism by which seawater eddy current losses affect system resonance characteristics. It elucidates the linear mapping relationship between resonant equivalent impedance and seawater conductivity under resonant conditions. Finite element simulation was employed to perform linear fitting on simulated data, validating the accuracy of theoretical derivations. Building on this, a sweep-frequency-based conductivity measurement system was constructed, achieving precise extraction of resonant point impedance. Experimental results demonstrate that in low-conductivity environments (saltwater intrusion), this method maintains consistent high measurement sensitivity, with a maximum fitting error of merely 0.0417 mS/cm. Compared to existing research, the proposed approach significantly enhances detection precision for subtle conductivity variations while improving anti-contamination capabilities. Furthermore, this method enables pre-calculation of fitting parameters via simulation software, thereby reducing human and material resources required for sensor calibration and optimizing sensor fabrication processes. It offers a novel solution for estuary water quality monitoring characterized by low-cost, high-reliability, and high-sensitivity.

Keywords: conductivity measurement; eddy current testing; non-contact measurement; seawater conductivity

0 引言

在我国沿海地区河口区域的环境问题中,以水环境问

题最为明显,其中影响最突出的是咸潮与海水倒灌现象^[1],咸潮入侵不仅导致江水的盐度升高,而且影响了江水中营养盐的浓度与分布,间接影响其沿线的生态环境^[2]。因此,

收稿日期:2025-12-22

^{*} 基金项目:天津市自然科学基金(23JCYBJC00590)项目资助

对咸潮入侵进行实时、高密度的动态监测至关重要。然而,目前的监测手段存在显著的问题:一方面,专为深海设计的传统电导率传感器虽然精度高,但存在体积庞大、功耗高、成本昂贵标定复杂、等缺陷,难以在河口高密度传感器网络中大规模部署;另一方面,低成本的传统接触式电极传感器在河口浑浊水域中极易受生物附着和泥沙淤积影响,导致极化效应严重,维护周期短,数据漂移大。如何实现低成本、抗污染且高灵敏度的咸潮电导率监测,是当前亟待解决的技术难题。

电涡流传感器凭借其非接触测量特性,天然避免了电极极化和生物附着干扰,具备频响特性优异、响应迅速等优势^[3-8],成为解决上述难题的理想路径。国内外学者对此进行了广泛探索:在理论建模方面,张克涵等^[9-12]基于麦克斯韦方程组,分别建立了高频电磁波在海水中的传播模型及水下无线电能传输的涡流损耗模型,验证了涡流损耗与海水电导率的相关性,为电涡流检测奠定了理论基础。在测量系统实现方面,袁恺涵等^[13-14]分别提出一种基于电涡流效应的非侵入式电解质溶液电导率测量系统,将电导率变化转换为频率变化,实现数字信号输出,但未解析涡流-阻抗映射机制;刘宁等^[15]等尝试利用磁耦合双线圈系统进行测量,但研究发现双线圈系统间存在高度耦合,抗环境扰动能力较差;冯书艺等^[16]等虽然通过仿真证明了并联谐振优于串联谐振,但缺乏实质性的试验验证。上述方法未针对电导率变化导致的谐振频率变化进行分析,导致测量结果出现一定偏差。在咸潮等低电导率环境下,感应涡流极其微弱,这导致现有方法在监测咸潮(通常电导率较低且变化范围大)时,往往面临灵敏度不足和量程受限的双重困境。

针对沿海地区河口这一低电导率环境下微弱涡流信号难以提取以及频率偏移导致出现测量误差的问题,本文提出一种基于扫频法的电涡流谐振阻抗测量方法。该方法利用单个线圈在谐振状态下的特殊性,将微弱的海水等效阻抗变化进行“放大”,采用宽频扫频策略。通过追踪并提取谐振曲线的特征点(谐振阻抗),建立电导率计算模型,从而在保证非接触测量优势的同时,显著提升了对海水的检测灵敏度。而且,该方法可以通过理论计算和仿真的方法预先对拟合参数进行计算,可以省却复杂的标定过程,大大减小传感器的制备流程。

1 理论分析

1.1 电涡流式海水电导率测量系统模型

为了对单一线圈在海水中的状态进行分析,需首先搭建水下测量模型。图 1 为电涡流式海水测量系统模型,由于线圈的电磁特性,可以将其视为一个电阻与电感串联,同时为了达成谐振,在其两端并联一个谐振电容。由于海水的导电特性,海水涡流回路可以等效为一个电阻与电感串联的电路,两个回路通过互感 M 耦合。其中 L_0 为线圈电感, R_0 为线圈电阻部分, C_0 为外加谐振电容, L_e 为海水

涡流等效电感, R_e 为海水涡流等效电阻。将线圈与海水互感的模型简化为一个等效回路,将海水对线圈的影响等效为线圈的等效电阻的变化 ΔR 和线圈等效电感变化 ΔL ,得到图 1 中等效回路模型。

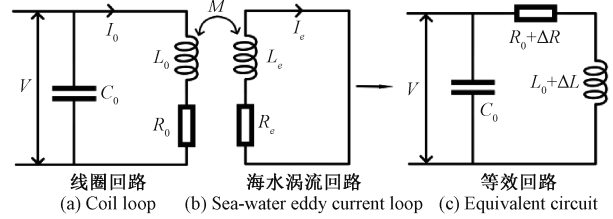


图 1 海水测量系统模型

Fig. 1 Seawater measurement system model

在频率为 ω 的正弦激励下,等效回路的阻抗 Z 为:

$$Z = \frac{R_0 + \Delta R + j\omega(L_0 - \Delta L)}{(1 - \omega^2 C_0(L_0 - \Delta L)) + j\omega C_0(R_0 + \Delta R)} \quad (1)$$

式中: ω 为等效回路激励信号的角频率,整理可得:

$$\text{Real}(Z) = \frac{R_0 + \Delta R}{(1 - \omega^2 C_0(L_0 - \Delta L))^2 + (\omega C_0(R_0 + \Delta R))^2} \quad (2)$$

$$\text{Imag}(Z) = \frac{\omega(L_0 - \Delta L)(1 - \omega^2 C_0(L_0 - \Delta L)) - \omega C_0(R_0 + \Delta R)^2}{(1 - \omega^2 C_0(L_0 - \Delta L))^2 + (\omega C_0(R_0 + \Delta R))^2} \quad (3)$$

$\text{Real}(Z)$ 为等效回路的实部阻抗, $\text{Imag}(Z)$ 为等效回路的虚部阻抗,当电路中产生谐振时,系统实现了一种特殊状态,电路中无功功率为 0,虚部阻抗 $\text{Imag}(Z)$ 为 0,此时谐振频率 ω_0 应为:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{(L_0 - \Delta L)C_0} - \frac{(R_0 + \Delta R)^2}{(L_0 - \Delta L)^2}} \quad (4)$$

线圈谐振点阻抗 Z_0 应为:

$$Z_0 = \text{Real}(Z_0) = \frac{L_0 - \Delta L}{(R_0 + \Delta R)C_0} \quad (5)$$

由式(5)可知,线圈的谐振电阻抗与 ΔL 和 ΔR 的值存在一定关系,需针对二者进行重点分析。

1.2 海水涡流对线圈参数的影响

在理论分析过程中,可以通过空间电磁场分析对 ΔL 和 ΔR 进行积分求解;如图 2 所示,在海水水下环境中,线圈通上交流信号后在导电空间中感应出涡旋电流,将线圈产生的交变磁场称为初级场 B_{pri} ,初级场仅与激励源有关,根据楞次定律,涡流会产生与原磁场方向相反的交变磁场,称为次级场 B_{sec} ,则激励线圈到涡流之间的空间区域的实际交变电磁场为初级场与所有次级场的叠加。

设线圈电流为 $I_c(t) = I_0 e^{j\omega t}$,根据毕奥-萨伐尔定律,线圈环路 C 上的电流在场中任意一点 $P(x, y, z)$ 产生的磁矢势为:

$$\vec{A}(t) = \frac{\mu I_c(t)}{4\pi} \oint_C \frac{1}{R} d\vec{l} = k_1 \frac{\mu I_c(t)}{4\pi} \quad (6)$$

其中, $k_1 = \oint_C \frac{1}{R} d\vec{l}$ 为电流元 $d\vec{l}$ 在线圈环路 C 上的积分, R 是从点 P 到线圈的电流元的距离, μ 为海水介质的磁导率。

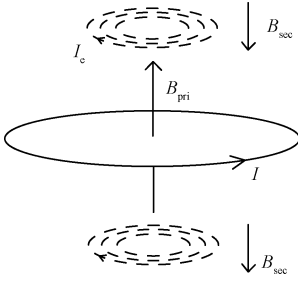


图 2 海水感应涡流模型

Fig. 2 Seawater induced eddy current model

线圈在海水中产生的磁场 \vec{H} 为:

$$\nabla \times \vec{A} = \mu \vec{H} \quad (7)$$

根据法拉第定律得到磁矢势 \vec{A} 与电场强度 \vec{E} 之间的关系:

$$\begin{cases} \nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu(\vec{H}) \\ \vec{E} = -j\omega\vec{A} - \nabla\phi \end{cases} \quad (8)$$

其中, $\nabla\phi$ 为库伦电场, 假设海水是均匀介质, 可以忽略。

根据麦克斯韦方程, 海水中的磁场 \vec{H} 和电场 \vec{E} 存在关系:

$$\nabla \times \vec{H} = \sigma \vec{E} + j\omega\epsilon \vec{E} \quad (9)$$

根据复坡印廷定理, 通过计算海水电涡流的复功率积分 P 分析线圈受到涡流影响:

$$P = \iiint -(\vec{E} \times \vec{H}^*) \cdot d\vec{S} = -\iiint \nabla \cdot (\vec{E} \times \vec{H}^*) dV \quad (10)$$

$$P = \underbrace{\sigma \iiint |\vec{E}|^2 dV}_{\text{实部}} + \underbrace{j\omega \iiint (\mu |\vec{H}|^2 - \epsilon |\vec{E}|^2) dV}_{\text{虚部}} \quad (11)$$

计算等效回路线圈阻抗变化 ΔR 和 ΔL 为:

$$\Delta R = \frac{2}{I_0^2} \cdot \text{Re}(P) dV \quad (12)$$

$$\Delta L = \frac{2}{\omega I_0^2} \iiint \text{Im}(P) dV \quad (13)$$

由于海水电导率相比金属等铁磁性介质低了至少 7 个数量级, 在海水中感应出的涡流较小, 导致电感损耗远小于线圈自身电感 ($\Delta L \ll L$), 因此海水电导率 σ 对电感的影响 ΔL 可忽略不计^[16], 只考虑对线圈电阻的影响, 因此忽略虚部的影响, 将式(6)、(8)代入式(12):

$$\Delta R = \frac{2\sigma}{I_0^2} \cdot \iiint \left(k_1 \omega \frac{\mu I_0}{4\pi}\right)^2 dV = k_2 \omega^2 \sigma \quad (14)$$

其中, $k_2 = \frac{\mu^2}{8\pi^2} \iiint k_1 dV$, 该系数和线圈的结构有关。

根据以上推理得到海水涡流导致的线圈等效电阻变化 $\Delta R \propto \omega^2 \sigma$, 当电路发生谐振时, 等效回路阻抗全部为实部阻抗, 由于之前忽略了 ΔL , 将 ΔR 代入式(4)、(5)可得:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_0 C_0} - \frac{(R_0 + k_2 \omega_0^2 \sigma)^2}{L_0^2}} \quad (15)$$

$$Z_0 = \text{Real}(Z_0) = \frac{L_0}{(R_0 + k_2 \omega_0^2 \sigma) C_0} \quad (16)$$

从式(15)可以看出, 随着电导率 σ 的增加, 谐振频率 ω_0 会逐渐减小, 因此在测量谐振阻抗 Z_0 时, 需要通过扫频的方式精准获取谐振点才能准确测量谐振阻抗 Z_0 。但 L_0 和 R_0 计算较为复杂, 需借助仿真工具进行分析。

由式(16)得到, 电路发生谐振时线圈阻抗 Z 和海水电导率 σ 之间的关系为:

$$\omega_0^2 \sigma = \frac{L_0}{C_0 k_2} \cdot \frac{1}{Z_0} - \frac{R_0}{k_2} \quad (17)$$

从式(17)可以看出, 电路发生谐振时, $1/Z_0$ 与 $\omega_0^2 \sigma$ 具有线性关系, 可以对二者进行线性拟合, 在拟合曲线已知的情况下, 通过线圈谐振阻抗 Z_0 和以及谐振时的频率 ω_0 进行测量, 即可计算获得海水电导率 σ , 并且系数 k_2 只与线圈结构有关, 在已知线圈结构的情况下就可以进行计算。

2 有限元仿真验证

2.1 有限元模型仿真参数设置

本文使用了有限元仿真软件对线圈等效回路进行了有限元仿真, 以验证海水电导率 σ 对线圈谐振阻抗 Z_0 的影响。并对线圈结构参数 k_2 进行求解。

图 3 为有限元仿真模型, 中间部分为线圈, 周围为海水域, 线圈为印刷电路板 (printed circuit board, PCB) 螺旋线圈, 线圈内径 r_0 为 5 mm, 线圈外径 r_1 为 35 mm, 线圈匝数 N 为 15 匝, 线圈电感 L_0 为 7.112 μH , 谐振电容 C_0 为 1 nF。

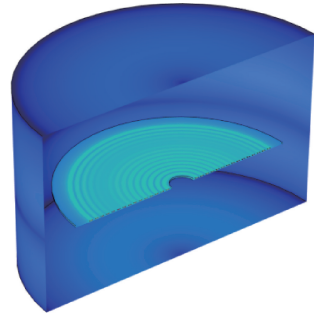


图 3 测量线圈在海水域中有限元仿真模型

Fig. 3 Finite element simulation model of the measuring coil in the seawater area

2.2 电感变化敏感性分析

由于在理论分析中忽略了 ΔL 的影响, 为了确定 ΔL 可被忽略的适用范围, 本文利用有限元仿真对不同电导率下的线圈电感 L 进行了敏感性分析, 电导率范围为 5 ~

60 mS/cm, 频率范围为 1 850~1 950 kHz, 结果如图 4 所示。

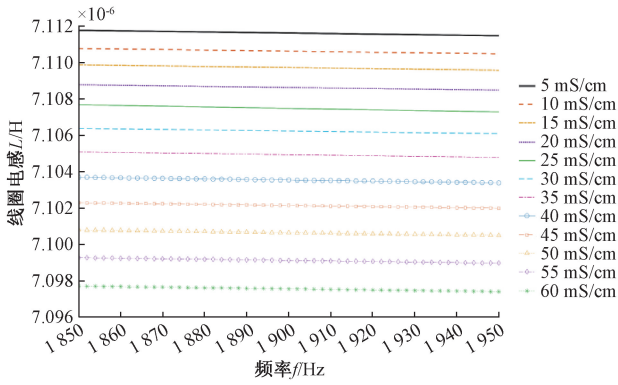


图 4 不同电导率下线圈电感 L 随频率 f 变化关系

Fig. 4 Relationship between coil inductance L and frequency under different conductivities

其中, 等效电感变化量 ΔL 最大为 $0.0146 \mu\text{H}$, 相对变化率为 0.2% , 远小于 ΔR 相对变化率。从该结果可以看出, 海水电导率导致的电感变化量远小于线圈电感值, 因此可以忽略。

2.3 仿真结果及分析

对线圈模型进行参数化扫描分析, 扫描海水电导率范围为 $5\sim 60 \text{ mS/cm}$, 扫描步长为 5 mS/cm , 激励频率范围为 $1\ 850\sim 1\ 950 \text{ kHz}$, 步长为 0.01 kHz , 输出参数为线圈回路等效阻抗的实部和虚部, 仿真结果表 1 所示。

表 1 不同电导率下的谐振频率及谐振阻抗

Table 1 Resonant frequency and resonant impedance under different conductivities

电导率/(mS/cm)	谐振频率/kHz	谐振阻抗/ Ω
5	1 885.45	6 844.400 0
10	1 885.26	6 345.857 7
15	1 885.08	5 926.971 0
20	1 884.92	5 570.715 7
25	1 884.75	5 263.057 0
30	1 884.59	4 993.765 6
35	1 884.42	4 755.491 7
40	1 884.25	4 542.822 3
45	1 884.08	4 351.631 5
50	1 883.89	4 178.662 3
55	1 883.71	3 984.687 5
60	1 883.54	3 827.406 0

由于电路谐振时回路中阻抗全部为实部阻抗, 可以看到随着电导率 σ 的增加, 谐振频率 ω_0 逐渐减小, 同时谐振阻抗 Z_0 也在减小, 这与理论分析中的结果一致, 根据式(17)对电导率 σ 和谐振阻抗 Z_0 进行拟合, 拟合结果如

图 5 所示。

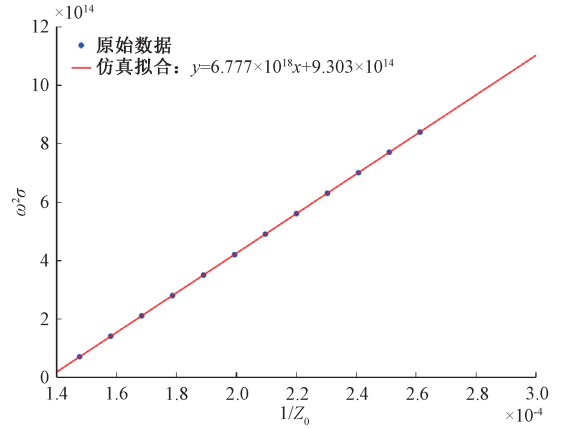


图 5 电导率与线圈阻抗拟合结果

Fig. 5 The fitting result of the inverse of conductivity and resonant impedance

从图 5 的拟合结果可以看出, 仿真结果验证了谐振阻抗 Z_0 的倒数与电导率之间的线性映射机制, 仿真数据表明, 其与电导率表现出线性相关性, 这直接验证了式(17)所揭示的线性映射机制。

因此, 对于单线圈海水电导率测量, 利用仿真技术可以低成本的求解出线圈结构影响的测量参数, 在试验前可以对测量效果实现较为精准的估计。

3 试验与结果分析

3.1 测量系统设计

为了验证海水电导率 σ 与线圈等效回路谐振阻抗 Z_0 之间的关系, 测试本文所提出的测量方法的实际效果, 搭建了海水电导率测量系统来验证理论推导与有限元仿真的结果。系统框图如图 6 所示。

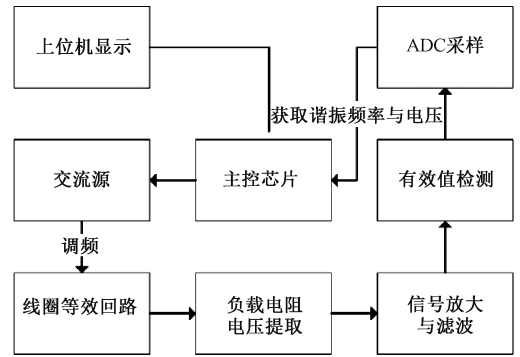


图 6 电涡流海水电导率测量系统框图

Fig. 6 Block diagram of eddy current seawater conductivity measurement system

主控芯片控制交流源产生频率变化的正弦交流信号, 在谐振频率附近进行扫描, 测量回路与负载电阻串联, 通过测量负载电阻的电压获得等效回路阻抗变化, 将负载电阻电压信号进行放大和滤波后, 将交流电压转换为有效值并

用模数转换器 (analog-to-digital converter, ADC) 采样后传至主控芯片, 交由上位机显示。

测量系统中选取 STM32F103 作为主控芯片, 选取 AD9833 作为交流激励源, 选取 AD8421 对负载电阻信号进行放大, 选取 AD637 实现输出信号有效值转换, 并采用 AD7606 对有效值信号进行采样。

3.2 试验过程

试验在直径 0.85 m 深度为 1.3 m 的圆柱形温控水槽进行, 水槽中注满真实海水, 在标准大气压环境中, 通过控制水槽温度就可以实现海水电导率的控制, 确保试验参数的可控性与可重复性, 温控水槽实验过程如图 7 所示。



图 7 温控水槽试验过程

Fig. 7 Experimental process of the temperature-controlled water tank

在温控水槽试验中, 选用美国 SeaBird 公司生产的 SBE49CTD 传感器作为电导率基准参考, 该设备具有 16 Hz 高频采样能力, 电导率测量范围在 0~90 mS/cm, 电导率测量分辨率为 0.000 5 mS/cm, 电导率测量准确度为 0.003 mS/cm, 可以提供高可信度的海水电导率基准参数。

测量线圈为圆形螺旋 PCB 线圈, 线圈的参数与有限元仿真中的线圈参数一致, 线圈及电路相件参数如表 2 所示。

表 2 试验中线圈及电路元件参数

Table 2 Parameters of coils and circuit components in the experiment

参数名称	参数大小
线圈直流电阻 R_1	0.33 Ω
线圈电感 L_0	7.31 μH
谐振电容 C_0	1.1 nF
负载电阻 R_2	100 Ω
正弦信号电压 V_0	2 V
负载电阻电压放大倍数 G	10

试验方法为, 控制温控水槽的温度参数以保证电导率稳定, 待温度读数稳定后, 将电涡流式海水电导率测量装置线圈部分完全没入水中, 读取扫频激励信号下负载电阻 R_2 两端电压的有效值, 取谐振状态负载电阻的电压 V_2 作为电导率参考基准, 并计算线圈谐振点等效回路阻抗 Z_0 , 完成

一次测量之后改变温控水槽内海水电导率, 重复试验。

3.3 结果分析

第 1 组试验共测量了 7 个电导率点, 试验结果用于观测扫频曲线及谐振频率的偏移趋势, 测量以 1 770 kHz 为起始激励频率, 以 10 Hz 为步进间隔逐点输出并记录采样电压值, 直到激励频率为 1 778 kHz, 结果如图 8 和表 3 所示。

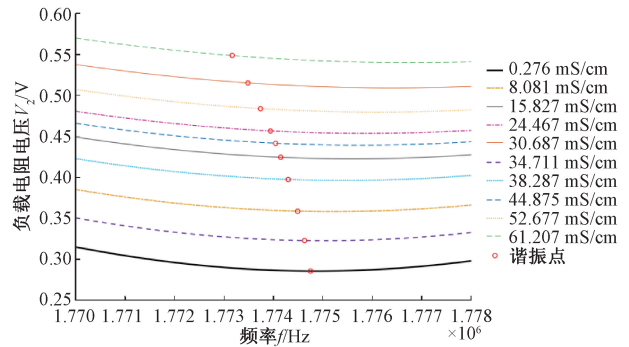


图 8 电导率扫频特性曲线

Fig. 8 Conductivity frequency sweep characteristic curve

表 3 谐振频率及谐振阻抗

Table 3 Resonant frequency and resonant impedance

参考电导率/ (mS/cm)	负载 电压值/V	谐振 频率/Hz	谐振 阻抗/ Ω
0.276	0.287 5	1 774 740	6 855.619
8.081	0.322 3	1 774 620	6 106.242
15.827	0.356 6	1 774 480	5 508.652
24.467	0.394 7	1 774 290	4 966.506
30.687	0.422 1	1 774 140	4 637.905
34.711	0.439 8	1 774 030	4 447.532
38.287	0.455 5	1 773 930	4 291.007
44.875	0.484 3	1 773 730	4 029.324
52.677	0.518 1	1 773 470	3 760.031
61.207	0.555 0	1 773 150	3 503.776

从测量结果中不难看出, 随着被测海水的电导率的增加, 谐振频率逐渐减小, 同时谐振点的阻抗也在减小, 这与仿真结果中的趋势一致。

对试验结果进行线性拟合, 得到的拟合结果如图 9 所示。从拟合结果可以看出, 试验结果中负载电阻的阻抗反比与电导率变化之间有着较好的线性度, 通过拟合得到的参数, 根据式 (17) 可以计算出相应 k_2 的参数, 同时根据式 (6) 和 (14), 可以计算出 k_2 的理论值, 计算结果如式 (18)~(20) 所示。

$$k_2(\text{仿真结果}) = 1.049 \times 10^{-15} \quad (18)$$

$$k_2(\text{试验结果}) = 1.226 \times 10^{-15} \quad (19)$$

$$k_2(\text{理论值}) = 1.233 2 \times 10^{-15} \quad (20)$$

从计算结果可以看出, k_2 的理论计算值与试验得到的

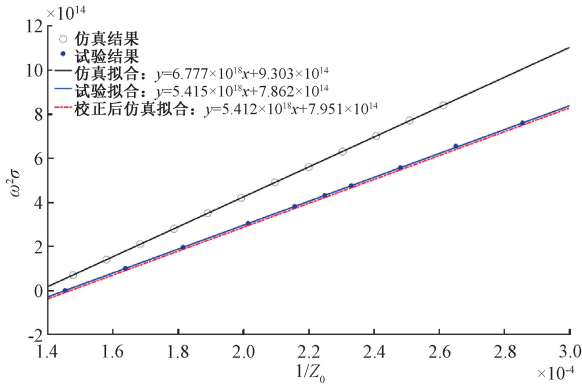


图 9 电导率拟合结果

Fig. 9 Conductivity fitting results

结果极为接近,这证明了理论推导结果的准确性,与仿真结果有偏差的原因是有限元仿真为二维轴对称模型,与真实的线圈构造略有不同。

为进一步量化由模型简化(二维轴对称建模)与实际物理结构(PCB 平面螺旋构型)之间的几何差异所引起的系统偏差,本文引入了结构校正因子 ξ 。根据式(6)和(14),计算二维轴对称线圈 k_2 的理论值为:

$$k_2(\text{二维理论值}) = 1.0531 \times 10^{-15} \quad (21)$$

校正因子 ξ 为:

$$\xi = \frac{k_2(\text{理论值})}{k_2(\text{二维理论值})} = 1.17 \quad (22)$$

利用 ξ 对有限元仿真结果进行补偿校正:

$$k_2(\text{校正仿真结果}) = k_2(\text{仿真结果}) \times \xi = 1.2274 \times 10^{-15} \quad (23)$$

对比结果表明,经几何结构校正后的仿真模型与试验数据呈现出高度的一致性。这不仅验证了简化模型在描述物理趋势上的有效性,也通过校正因子准确弥补了由于维度简化造成的数值漂移,提升了理论模型的预测精度。

通过计算拟合电导率与真实电导率之间的误差大小,结果如表 4 所示,可以看出拟合后的电导率误差最大为 0.0417 mS/cm,证明该系统可以进行较为精确的电导率测量,具有实用性。

3.4 时间开销及噪声敏感性分析

本系统的扫频范围设定为 1 770~1 778 kHz,先以 100 Hz 为步进获取谐振频率区间,然后再以 10 Hz 为步进对该区间进行扫描。单个频率点的扫描方法为,频率更新后,为消除激励频率跳变引起的瞬态响应干扰,软件设定 2 ms 的稳态等待时间,然后每个频点连续进行 32 次 ADC 采样并取均值,单次 ADC 转换及累加耗时约 800 μ s,更新激励信号频率及存储数据耗时约 200 μ s,综上,单次测量耗时约为 300 ms,考虑到海水电导率在实际环境中的变化速率通常为分钟级,这样的采样间隔可以满足本文对电导率监测实时性的需求。

表 4 拟合结果及误差

Table 4 Fitting results and errors (mS/cm)

参考电导率	拟合电导率	误差
0.276	0.281 2	0.005 2
8.081	8.080 2	0.000 8
15.827	15.822 6	0.004 4
24.467	24.462 4	0.004 6
30.697	30.685 0	0.012 0
34.711	34.712 4	0.001 4
38.252	38.292 3	0.040 3
44.875	44.897 0	0.021 7
52.677	52.661 0	0.016 0
61.207	61.165 0	0.041 7

本系统通过每个频点的 32 次采样取均值,抑制了 ADC 量化噪声及电路高频热噪声。同时,通过对 10 Hz 步进区间的频点用最小二乘法进行二次拟合,有效抑制了单点采样可能受到的随机脉冲干扰与局部波动。

3.5 误差传播分析

本系统主要通过测量谐振频率 ω_0 及谐振点阻抗 Z_0 两个参数计算海水电导率 σ 。根据式(17),可获得电导率 σ 的误差 $\Delta\sigma$ 与谐振阻抗误差 ΔZ_0 、谐振频率误差 $\Delta\omega_0$ 之间的关系为:

$$\Delta\sigma \approx \left| \frac{\partial\sigma}{\partial Z_0} \right| \Delta Z_0 + \left| \frac{\partial\sigma}{\partial\omega_0} \right| \Delta\omega_0 \quad (24)$$

其中:

$$\frac{\partial\sigma}{\partial Z_0} = -\frac{L_0}{\omega_0^2 Z_0^2 C_0 k_2} \quad (25)$$

$$\frac{\partial\sigma}{\partial\omega_0} = -\frac{2L_0}{\omega_0^3 Z_0 C_0 k_2} + \frac{2R_0}{\omega_0^3 k_2} \quad (26)$$

其中,阻抗测量误差 ΔZ_0 的来源主要为:ADC 量化误差(16 位 ADC,相对误差约 0.06%);负载电阻 R_2 精度与温漂($\pm 0.1\%$);有效值转换误差(AD637 典型误差 $\pm 0.2\%$);信号链噪声(经过平均后已受到抑制),综合估算 $\Delta Z_0/Z_0 \leq 0.25\%$ 。

频率测量误差 $\Delta\omega_0$ 的主要来源为:扫频分辨率(精扫步进为 10 Hz,决定了频率检测的理论极限);激励信号频率稳定度(AD9833 输出频率精度为 0.1 Hz);曲线拟合定位误差(通过二次拟合提取谐振峰,可抑制噪声,定位误差约 ± 5 Hz),综合估算 $\Delta f_0 \leq 20$ Hz($\Delta\omega_0 \approx 126$ rad/s)。

代入系统实际参数可得,海水电导率最大误差 $\Delta\sigma_{\max}$ 为:

$$\Delta\sigma_{\max} \approx 0.04 \text{ ms/cm} \quad (27)$$

此结果与本文试验最大误差基本相等。

3.6 测量效果对比

为了验证本文所提出的测量方法的先进性,将本文中的方法与现有的电涡流测量海水电导率的方法的测量效果

进行对比,对比结果如表 5 所示。通过对比可以看出,本文所提出的单线圈扫频谐振法比起现有的电涡流测量海水电导率的方法,在测量效果上有着显著提升。

表 5 测量效果对比

Table 5 Measurement effect comparison

测量方法	(mS/cm)	
	最大误差	平均误差
压控频率测量法 ^[13]	6.474 0	3.869
双线圈差频测量法 ^[14]	0.900 0	0.433
双线圈谐振测量法 ^[17]	0.640 0	0.283
单线圈扫频谐振法(本文)	0.041 7	0.001

4 结 论

针对沿海地区河口环境下,传统电涡流传感器存在的相关问题,本文提出了一种基于单线圈扫频谐振阻抗检测的海水电导率测量方法。通过理论建模、仿真分析与试验验证,得出主要结论包括:

建立了单线圈谐振等效电路模型,揭示了谐振阻抗与电导率之间的线性映射机制,通过电路模型与电磁场理论理论推导,论证了海水电导率对线圈阻抗 Z_0 和谐振频率 ω_0 的具体关系。

推导出了线圈结构影响测量的关键参数,并借助有限元仿真软件进行求解分析,最后通过试验分析进行验证,验证了此类仿真的准确性,此类方法在试验前就可以对测量效果实现较为精准的估计,可以省却传感器制备时的标定流程,减少人力物力消耗。

基于以上研究内容,搭建了基于扫频技术的测量系统,通过追踪谐振峰值频率与阻抗,有效放大了微弱涡流信号。试验表明,在 0.2~60 mS/cm 的电导率区间内,测量系统的拟合优度(R^2)接近 1,最大测量绝对误差仅为 0.041 7 mS/cm,相比现有方法,测量精度显著提升。

该方法不仅继承了电涡流技术非接触、抗生物附着、无电极极化的固有优势,通过扫频算法保证了在宽范围盐度变化下的测量稳定性。通过仿真分析求解参数可以省却了复杂的标定流程。该方案结构简单、成本低廉,为河口咸潮入侵的长期原位在线监测提供了高可靠性的技术支撑。但本文研究目前集中于方法原理与基础精度的实验室验证,尚未开展长期稳定性及复杂野外环境下的重复性测试。下一步将重点进行传感器在实际河口环境中的长期漂移考核,并研究多环境因素耦合影响的补偿方法,以推动该技术走向工程应用。

参考文献

[1] 李文善,左常圣,王慧,等.中国主要入海河口咸潮入侵变化特征[J].海洋通报,2019,38(6):650-655.
LI W SH, ZUO CH SH, WANG H, et al. Salt tide

intrusion characteristics in main estuaries of China[J]. Marine Science Bulletin, 2019,38(6):650-655.

- [2] 毛兴华.2014 年长江口咸潮入侵分析及对策[J].水文,2016,36(2):73-77.
MAO X H. Analysis of saltwater intrusion in Yangtze river estuary in 2014[J]. Journal of China Hydrology, 2016,36(2):73-77.
- [3] 孙艳秋.电涡流传感器的技术优势及应用[J].电子元件与材料,2014,33(3):99-100.
SUN Y Q. Technical advantages and applications of eddy current sensors[J]. Electronic Components and Materials, 2014,33(3):99-100.
- [4] 赵友全,刘潇,陈玉榜,等.微型涡流电导率测量传感器的优化设计[J].电子测量与仪器学报,2015,29(4):598-603.
ZHAO Y Q, LIU X, CHEN Y B, et al. Optimizing design for miniature eddy current conductivity measurement sensor [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2015, 29 (4): 598-603.
- [5] 李文涛,刘志伟,王志春.基于涡流传感器的非接触式金属板厚度测量系统[J].科学技术与工程,2016,16(15):223-227.
LI W T, LIU ZH W, WANG ZH CH. Non contact metal plate thickness measurement system based on eddy current sensor [J]. Science Technology and Engineering, 2016,16(15):223-227.
- [6] 王悦,王壮壮,吴涛,等.金属板材厚度涡流检测仿真与实验[J].实验室研究与探索,2016,35(4):87-89,100.
WANG Y, WANG ZH ZH, WU T, et al. Simulations and experiments on thickness measurement of metal plates using eddy current method[J]. Research and Exploration in Laboratory, 2016,35(4):87-89,100.
- [7] 黄璞,韩正,彭丽莎,等.基于叠阵涡流的核燃料包壳管电导率和壁厚同时测量方法[J].仪器仪表学报,2025,46(12):274-283.
HUANG P, HAN ZH, PENG L SH, et al. Simultaneous measurement method for conductivity and wall thickness of nuclear fuel cladding tubes based on stacked array eddy current testing [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2025, 46 (12): 274-283.
- [8] 邢强,宋坤,王泽斌,等.基于电涡流传感与峰值检测的补偿链在线测长方法[J].仪器仪表学报,2025,46(11):286-297.
XING Q, SONG K, WANG Z B, et al. Online length measurement method for compensation chains via eddy current sensing and peak detection[J]. Chinese Journal

- of Scientific Instrument, 2025, 46(11):286-297.
- [9] 张克涵, 阎龙斌, 闫争超, 等. 基于磁共振的水下非接触式电能传输系统建模与损耗分析[J]. 物理学报, 2016, 65(4): 334-342.
ZHANG K H, YAN L B, YAN ZH CH, et al. Modeling and analysis of eddy-current loss of underwater contact-less power transmission system based on magnetic coupled resonance[J]. Acta Physica Sinica, 2016, 65(4): 334-342.
- [10] LIU ZH M, WANG L F, GUO Y J, et al. Eddy current loss analysis of wireless power transfer system for autonomous underwater vehicles [C]. 2020 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer(WoW), 2020.
- [11] YAN ZH CH, ZHANG Y M, KAN T Z, et al. Eddy current loss analysis of underwater wireless power transfer system [C]. 2018 IEEE Transportation and Electrification Conference and Expo (ITEC), 2018: 881-884.
- [12] 缪远杰, 刘宁, 王海涛, 等. 水下无线电能传输系统建模与分析[J]. 国外电子测量技术, 2021, 40(8):13-17.
MIAO Y J, LIU Y, WANG H T, et al. Modeling and analysis of underwater wireless power transmission system [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2021, 40(8):13-17.
- [13] 袁恺涵, 朱武. 非侵入式电解质溶液电导率测量的研究[J]. 电子设计工程, 2024, 32(9):80-84.
YUAN K H, ZHU W. Study on conductivity measurement of non-invasive electrolyte solution[J]. Electronic Design Engineering, 2024, 32(9):80-84.
- [14] 花一鸣, 吴帅, 张军, 等. 非侵入式差频电解质溶液电导率测量系统[J]. 电子测量与仪器学报, 2025, 39(2): 231-239.
HUA Y M, WU SH, ZHANG J, et al. Contactless differential frequency electrolyte solution conductivity measurement system [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2025, 39(2): 231-239.
- [15] 刘宁, 王韬, 王海涛, 等. 基于磁谐振测量海水电导率的模型分析[J]. 国外电子测量技术, 2022, 41(8):61-67.
LIU N, WANG T, WANG H T, et al. Model analysis of seawater conductivity measurement based on magnetic coupling resonance [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2022, 41(8):61-67.
- [16] 冯书艺, 刘宁, 王韬. 单线圈磁谐振式海水电导率测量模型分析[J]. 电子测量技术, 2024, 47(12):37-43.
FENG SH Y, LIU N, WANG T. Analysis of single-coil resonant seawater conductivity measuring model [J]. Electronic Measurement Technology, 2024, 47(12): 37-43.
- [17] 王韬. 基于磁谐振的海水电导率测量技术研究[D]. 天津:国家海洋技术中心, 2023.
WANG T. Research on seawater conductivity measurement technology based on magnetic resonance[D]. Tianjin: Nation Ocean Technology Center, 2023.

作者简介

刘宁, 博士, 正高级工程师, 主要研究方向为海洋观测技术。

E-mail: liun0726@163.com

韩佳盛(通信作者), 硕士研究生, 主要研究方向为电涡流检测技术。

E-mail: 332386606@qq.com