

# 深海走航抛弃式测量仪器时变信道对传输性能的影响\*

郑羽<sup>1)2)</sup> 赵宣<sup>1)</sup> 李静<sup>1)</sup> 付孝洪<sup>1)</sup> 王金海<sup>1)†</sup> 李红志<sup>2)</sup> 刘宁<sup>2)</sup>

1)(天津工业大学电子与信息工程学院, 天津 300387)

2)(国家海洋技术中心, 天津 300112)

(2013年9月13日收到; 2013年11月3日收到修改稿)

由于环境的要求, 深海走航抛弃式测量仪器信号传输大多使用有线信道, 然而, 信道的电阻抗随放线长度不断变化, 严重影响了深海走航抛弃式测量仪器信道传输的稳定性. 本文以国家海洋技术中心自主研发的走航抛弃式温度、盐度、湿度 (XCTD) 剖面仪的传输信道为原型, 提出了一种动态分析有线信道对传输信号幅值和相位影响的方法. 首先推导出各电路参数随信道长度变化的规律, 建立简化的传输电路模型和该模型的传输函数. 通过定性分析得出传输频率、分布电容和缠绕电感对信号相位的影响. 利用 MATLAB 软件分析 XCTD 在动态放线过程中信道对信号幅值和相位的影响. 研究结果可进一步指导抛弃式走航测量系统的电路设计, 提高测量数据的精度和信号传输的稳定性.

**关键词:** 抛弃式测量仪, 传输模型, 阻抗测量, 信道估计

**PACS:** 05.45.Tp, 91.60.Tn, 91.60.Hg

**DOI:** 10.7498/aps.63.040507

## 1 引言

随着我国对近海海域资源的探测技术日益成熟, 资源更为广阔的深远海也逐渐受到各方面的重视. 近海开发与深远海空间的拓展已成为我国海洋经济发展的重要内容之一<sup>[1,2]</sup>, 由于深海水文数据的获取对未来能源开发、经济建设和建立海上军事强国战略都具有重要的意义, 一系列精度高、速度快、可靠性强的深海探测仪器应运而生, 其中主要的产品有温度剖面仪 (XBT)<sup>[3]</sup>、温盐剖面仪 (XCTD)<sup>[4]</sup>、声速剖面仪 (XSV)<sup>[5]</sup> 和海流剖面仪 (XCP)<sup>[6]</sup> 等. 目前, 这几种投弃式测量仪器的投弃方式多样, 有定点投弃式、机载投弃式、走航投弃式. 其中最为广泛的使用方式为走航投弃式, 该类仪器为一次性使用, 通常由水上接收机和水下探头两部分组成. 探头由位于船尾部的发射装置发射入水, 入水后探头中的传感器即开始测量, 随着测量探头在水中下

沉 (速度约 3—5 m/s), 探头内部的数据采集器实时完成海洋环境参数的采集、处理和传输, 以数字信号形式通过探头内的细传输线同步传到船上, 最终形成测量剖面图<sup>[7]</sup>.

为保证走航投弃式仪器可以在航速 12 节左右的船只上投放, 进行 1000 m 以上深度的剖面测量, 在水下探头内安装一个缠绕 1000 m 以上线缆的线轴, 水上发射机内安装一个缠绕 2000 m 以上线缆的线轴, 其传输信道工作示意图如图 1 所示.

目前, 有线信道从传输介质上有电缆和光纤, 因为该系统测量深度较深, 海水不同深度的平面温差以及压强差较大, 信道磨损率较高; 信道采用的多砸线轴缠绕, 光纤本身造价较高, 且光纤包层易被海水腐蚀, 保养成本更高; 多砸线轴缠绕方式极大地增加了光纤对信号的弯曲损耗, 且测量过程中不断变化的温度和外力作用, 会引起光纤信道不同深度的折射率不同, 严重影响信号的稳定性<sup>[8]</sup>. 所

\* 国家高技术研究发展计划 (批准号: 2006AA09Z131) 和国家自然科学基金 (批准号: 41206031) 资助的课题.

† 通讯作者. E-mail: wangjinhai@tjpu.edu.cn

以,一般的走航投弃式仪器有线信道线缆多采用直径0.1 mm左右的单根双股漆包线. 这种线缆造价低, 有较好的韧性. 然而其自身也存在问题. 首先, 传输线工作在海水环境中, 海水介质与传统的空气介质不同, 可以看成是一个近似无穷大的导体, 其对传输信道的耦合电容效应尤为明显; 深海的高压环境、地磁等会对传输线物理介质产生影响, 作用到长距离传输线上, 将严重影响原有信道的物理参数和传输特性<sup>[7-9]</sup>. 其次, 随着探头的快速下降, 原缠绕在线轴上的传输线不断释放, 线轴的电感量不断减小, 展开的传输线间电容不断增大, 这种动态实时改变的信道阻抗特性破坏了信号传输的稳定性, 信号畸变严重<sup>[9]</sup>. 尤其在高速率通信时, 常用的数字通信方式已无法适用于这种工况, 给信号解调带来极大的困难.

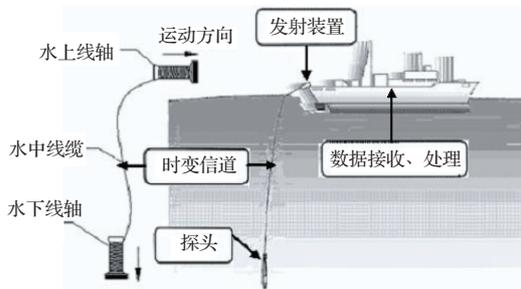


图1 走航投弃式测量仪器工作示意图

目前, 国内外对于走航投弃式仪器的通信系统的研究大多侧重该系统接收发送电路的设计, 所使用的调整方式主要有振幅键控和差分移相键控两种, 然而, 无论采用哪种调制方式, 其对传输信道的检测主要为静态实验方法, 一般固定数个深度测

量点进行静态测试来评估信号传输信道的性能. 该方法忽略了时变信道对信号传输带来的问题, 无法准确验证动态测量过程中信道对信号传输的完整性是否造成破坏<sup>[3-10]</sup>. 本文以国家海洋技术中心自主研发的走航抛弃式温度、盐度、湿度(XCTD)剖面仪的传输信道为原型, 在考虑海水这个导体环境下, 估算放线长度与传输线电路电容( $C$ )、电感( $L$ )、电阻( $R$ )的关系; 并精确对信道阻抗值进行求解, 进一步讨论参数间的相互影响, 建立优化后的变参数信道电路模型, 分析2000 m范围内线圈动态放线过程中各参数变化对信号幅值和相位的影响. 研究这种时变传输信道对信号传输性能的影响, 可以解决我国投弃式海洋环境监测仪器技术发展的瓶颈问题.

## 2 信道动态阻抗参数的计算

XCTD剖面仪的传输信道以双股漆包线作为传输导线, 线缆的两根导线在海洋中平行排列, 该传输线表面覆有绝缘涂层, 在上下两个线轴上螺旋式紧密缠绕. 其平行圆环导线结构如图2所示. 内环为传输电缆, 半径 $r$ 为0.05 mm; 外环的绝缘漆包半径 $R$ 为0.0545 mm; 周围为海水, 信号采用差动传输的方式<sup>[9]</sup>.

随着投弃式仪器的正常工作, 传输信道阻抗在动态地变化. 随着线圈的展开, 这些分布电容迅速增大, 等效电感逐渐减小. 所以, 建立传输线放线长度( $D$ )和缠绕电感( $L$ )、分布电容( $C$ )、分布电阻( $R$ )的变化规律是进行放线过程动态分析的关键.

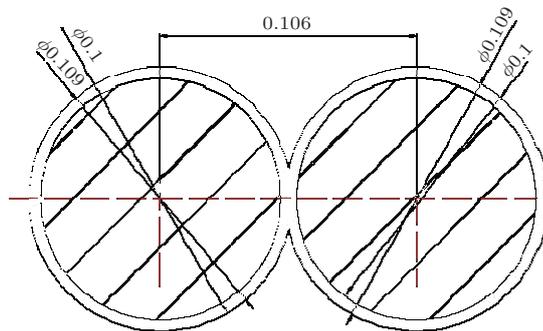
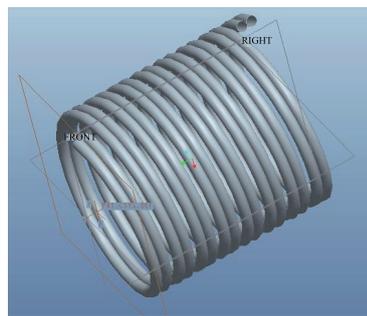


图2 传输线截面模型

### 2.1 信道分布电容的计算

本文通过多次配置镜像电荷的方法来求解平行导线间的电容, 用多次镜像后的集中电荷系取代

导体表面的分布电荷, 而维持诸边界条件不变, 从而使电容的求解过程简化, 其主要依据是电磁理论中的惟一性定理和圆截面导线镜像公式<sup>[11]</sup>. 计算模型为图2中两平行导线的横截面图.

利用20次迭代算法计算的结果如(1)式所示:

$$C = 2.901065 \times \pi \times \varepsilon_r \times \varepsilon_0 = 210 \text{ pF/m}, \quad (1)$$

其中  $\varepsilon_r = 2.6$ ,  $\varepsilon_0 = 8.85 \text{ pF/m}$ , 平行导线分布电容的大小与导线长度成线性关系, 经计算1 m长分布电容的大小为210 pF<sup>[12]</sup>.

传输线的总分布电容主要由线圈缠绕形成的电容和平行导线间的电容并联构成, 线圈缠绕形成的电容主要由线圈内同层同股邻近匝间电容、同层异股邻近匝间电容、异层邻近匝间电容三部分构成. 为了便于分析, 选用二层四匝双股电感线圈横截面图作为分布电容基本结构单元的模型, 设绕组为对称绕制. 为了计算方便, 忽略边缘效应, 因此求取该基本结构单元分布电容就可以推导出电感线圈的等效总电容. 与计算单股螺旋电感线圈分布电容相同, 基本结构单元的等效电容可以采用平行板电容器计算公式进行计算<sup>[13]</sup>.

经化简和计算, 同层同股邻近匝间电容  $C_{12}$  约为8.8 pF, 同层异股邻近匝间电容  $C_{23} = 0.2 \text{ pF}$ , 异层同股邻近匝间电容  $C_{15} = 0.4 \text{ pF}$ <sup>[14]</sup>. 由此可以看出, 210 pF/m 的平行导线间的电容占主导地位. 因此, 本文传输线分布电容动态变化规律主要以平行导线间的电容为主, 线圈缠绕形成的电容变化可以忽略.

## 2.2 信道分布缠绕电感和分布电阻的计算

理论上, 这种紧密缠绕电缆差动传输方式下, 由于输入电流与输出电流反相, 幅值相等, 电缆电感自感量与互感量相互抵消, 消除了动态电感量对信道阻抗的影响. 但是随着电缆展开, 线间分布电容不断增大, 电容对交流信号相位的延时作用导致输入电流与输出电流无法同相, 使缠绕电感对信号的影响不能忽略. 当并联电容达到一定时, 由于并联电容引起的电流相位失真, 平行紧密缠绕的螺旋电感之间自感和互感并不是时刻相互抵消的, 当相位衰减达到90°以上时, 自感和互感还会产生叠加作用, 使得这个电路中等效电感值增大, 从而对信号传输的完整性造成更大的影响. 分析表明: 分布电容越大, 信道的通频带越窄; 缠绕电感越大, 电流相位失真越严重. 当并联电容增大时, 缠绕电感呈现减小的趋势. 然而由于并联电容引起电流的相位失真对线圈接入电路中的等效电感的变化是非线性的, 所以不能单纯按照普通缠绕线圈电感计算方式进行计算.

本文线圈缠绕为标准螺旋电感, 其电感紧密地缠绕在圆柱型骨架上, 中间介质为空气. 采用ANSYS 软件中的Brooks Coil Inductance 电感计算公式进行估算<sup>[15]</sup>. 理论计算如(2)式所示:

$$L = 1.699 \times 10^{-6} \times R_{\text{外}} n_{\text{turn}}^2, \quad (2)$$

其中  $L$  为缠绕电感的数值,  $R_{\text{外}}$  为圆柱型骨架的外径,  $n_{\text{turn}}$  为缠绕圈数. 由勾股定理可以推算出缠绕一圈所需传输线长度. 因为单根传输线直径约0.1 mm, 相对线轴半径较小, 所以不考虑由于多层叠加导致  $R_{\text{外}}$  值增大带来的影响, 则缠绕匝数 ( $n_{\text{turn}}$ ) 和线圈上传输线长度 ( $D$ ) 的计算式为

$$n_{\text{turn}} = \frac{D}{\sqrt{\Delta d^2 + (2 \times \pi \times R)^2}}, \quad (3)$$

经整理化简后得到放线长度 ( $D_{\text{放}}$ ) 与传输线系统中缠绕电感的关系:

$$L = \frac{1.699 \times 10^{-6} \times R_{\text{外}} \times (D_{\text{总}} - D_{\text{放}})^2}{\Delta d^2 + (2 \times \pi \times R_{\text{外}})^2}, \quad (4)$$

其中  $R_{\text{外}}$  为圆柱型骨架的外径, 忽略放线后传输线自身的电感, 线圈上传输线长度 ( $D$ ) 为传输线总长 ( $D_{\text{总}}$ ) 与放线长度 ( $D_{\text{放}}$ ) 之差, 其中  $L$  为缠绕电感的数值,  $\Delta d$  为缠绕线圈间距, 这里值较小, 可以忽略. 由(4)式得到电感随线轴长的变化规律如图3所示. 可以看出, 线圈缠绕电感与线圈上缠绕长度的平方成正比. 利用Agilent 4294A 阻抗分析仪在40—10 kHz 的频率范围内测量海水介质下等效电感值与估算结果进行比较, 其中500 m线轴测量值约为261.17 mH, 计算值为100.98 mH, 误差比为258%; 1100 m线轴测量值约为435.26 mH, 计算值为350.17 mH, 误差比为124%. 可以看出由于Brooks公式计算的线圈为规则的正方形且边长与半径相等<sup>[15]</sup>, 本文中线圈在动态变化时并不是时刻为标准的Brooks相似型, 所以导致计算结果和实际测量存在一定的差异. 随着线圈模型逐渐逼近相似型, 计算与实际的误差比例也逐渐减小, 且比值波动也趋于平稳. 根据测试和比较, 当线轴缠绕电感值小于500 mH时, 缠绕电感对信号影响不大, 当大于500 mH以后, 其影响逐渐明显. 应用Brooks公式进行估算, 当绕线长度较小时, 虽然存在一定误差, 但此时电感对信号影响较小, 误差带来的影响基本可以忽略, 当缠绕长度达到1500 m以上, 线轴模型基本为Brooks相似型, 误差较小. 所以, 可以利用Brooks公式在难以测量的情况下, 对线轴缠绕电感进行快速估算.

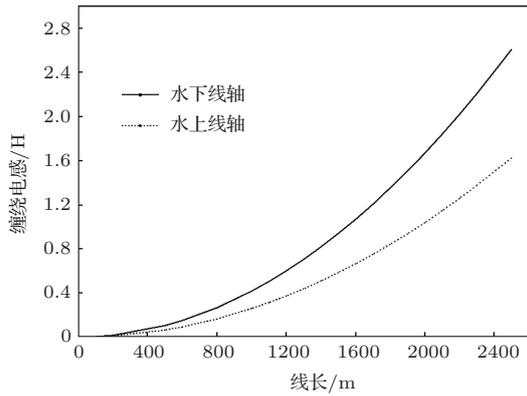


图3 电感随线轴长度的变化规律

由于信号传输频率较低, 在 800 Hz 左右, 本文采用导线直流电阻值的计算公式对信道分布电阻值进行估算:

$$R = \frac{\rho \times C_j \times L}{A}, \quad (5)$$

(5) 式中,  $R$  表示平行导线电阻,  $\rho$  表示工作温度下

电阻率,  $C_j$  为绞入系数, 多股导线取值为 1.02,  $L$  为导线长度,  $A$  为导线横截面面积. 假设材料性质不随环境的变化而改变, 根据 (5) 式可以看出电阻的变化与线长成正比, 经计算分布电阻的值约为  $2.26 \Omega/\text{m}$ .

### 2.3 信道传输模型的建立

本文根据放线过程中的各参数的变化规律, 建立了简化的信道电路模型如图 4 所示. 其中  $L_i$ ,  $C_{mi}$ ,  $R_i$  分别是水上线轴的电路参数, 其中  $L_1$  到  $L_N$  为放出的平行线电感量,  $R_1$  到  $R_N$  为放出的平行导线的分布电阻,  $C_{m1}$  到  $C_{mN}$  为放出的平行线的分布电容,  $C_{di}$  到  $C_{dN}$  为平行传输线对地电容,  $C_{mo}$ ,  $L_o$ ,  $R_o$  为水下线轴的电参数. 由于传输线为双股漆包线, 缠绕方式、所处环境等影响因素完全相同, 所以电路模型上下对称, 参数数值相等.

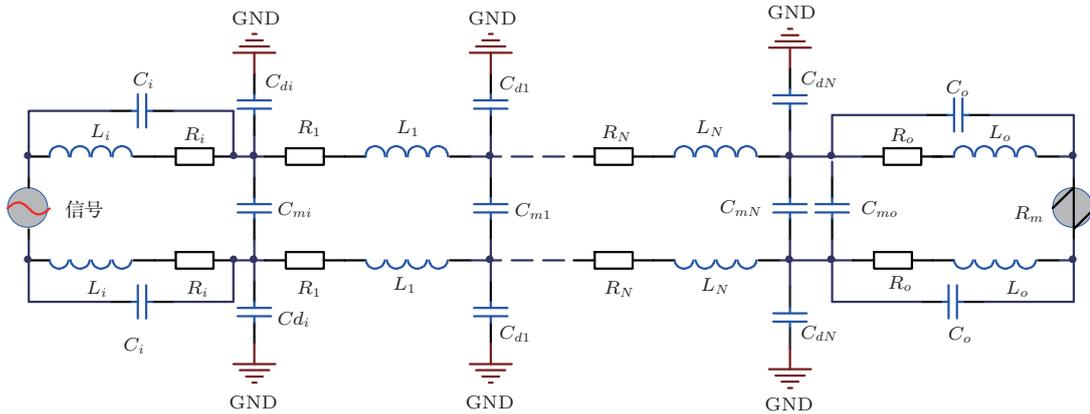


图4 信道简化电路模型图

根据图 4 的信道简化电路模型图, 将负载端选用  $1 \text{ M}\Omega$  的采样电阻  $R_m$ , 输入信号的方程为

$$\begin{aligned} y &= \cos(2\pi f_0 t)u(t) \\ &= \cos(\omega_0 t)u(t), \end{aligned} \quad (6)$$

经拉普拉斯变换后表示为

$$\zeta(\cos(\omega_0 t)) = \frac{S}{S^2 + \omega_0^2}. \quad (7)$$

为了方便计算和分析, 根据 2.1 和 2.2 节的结论, 可以得出图 4 中线轴的电抗特性主要为感性, 只考虑  $L_i$ ,  $R_i$  和  $L_o$ ,  $R_o$  对信号的影响, 放出的平行线的电抗特性主要为容性, 只考虑  $C_{m1}$  到  $C_{mN}$  以及  $R_1$  到  $R_N$  对信号的影响, 由于平行传输线对地电容  $C_d$  数值很小, 主要是 pF 级, 基本可以忽略. 设  $L$  为  $L_i$  和  $L_o$  的串联的和,  $R$  为  $R_i$  和  $R_o$  以及  $R_1$  到

$R_N$  串联的和,  $C$  为  $C_{mi}$ ,  $C_{mo}$ ,  $C_{m1}$  到  $C_{mN}$  并联的和, 则函数的传递方程为

$$\begin{aligned} H(s) &= \frac{R_m}{(C_{LR})S^2 + (L + CRR_m)S + (R + R_m)}. \end{aligned} \quad (8)$$

## 3 变参数信道数据传输性能分析

### 3.1 500 m 深信道静态阻抗对传输相位的影响

目前在大深度测量过程中, 为了提高数据传输的稳定性和质量, 减少数据传输的误码率, 通信过程中数据的传输采用调相编码与解调方式, 分析信道阻抗动态变化对数据传输相位的影响具

有重要的意义. 而大量实验研究结果表明, 500 m 深度的测量点是关键测量深度之一, 本研究利用 Agilent 4294A 阻抗分析仪对 500 m 标准水下线轴的信道参数进行测量, 其中螺旋电感约为 300 mH, 分布电容总值约为 80 nF, 分布电阻 1.08 k $\Omega$ . 根据 (8) 式所得的简化电路传递方程, 选取 0—15 kHz 频率段 (而实际通信测试中采用的波特率通常为 800—9600 Hz) 进行仿真分析. 分别固定分布电容值为 80 nF 和螺旋电感值为 0.3 H, 用 Matlab 分析幅频特性和相频特性随传输频率的变化趋势, 研究不同传输频率下信道对传输信号相位延时的影响和不同的信道参数对传输信号相位延时的影响, 结果如图 5 所示. 可以看出, 固定 0.3 H 的缠绕电感, 当分布电容较小时, 基本可以忽略相位延时, 所以, 分布电容是引起相位失真的主要因素, 当频率较大时, 相位衰减趋近一个恒定值. 但在 5 kHz 以下传输频率随着分布电容加大, 相位变化速率逐渐加快. 固定 80 nF 的平行电容, 缠绕电感值较小时, 依然会出现相位延时, 与平行电容对相位延时的影响效果类似, 当频率较大时, 相位衰减趋近一个恒定值, 但传输频率为 5 kHz 以下时随着缠绕电感的加大, 相位变化速率逐渐加快.

目前投弃式仪器的主要传输频率在

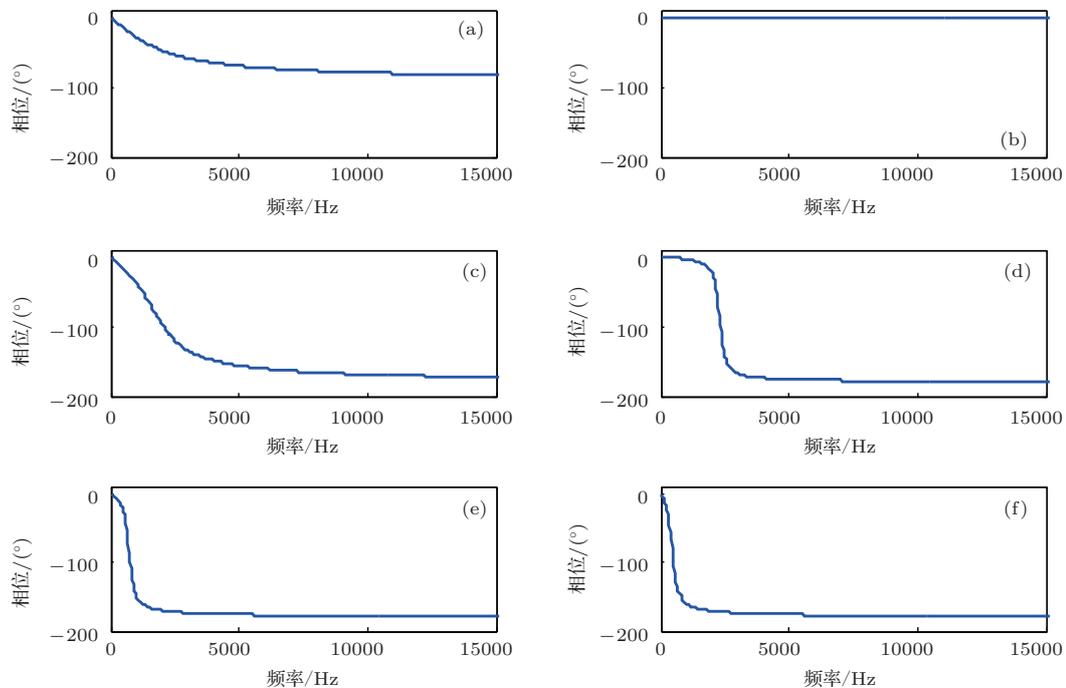


图 5 电路参数和传输频率对信号相位的影响 (a) 80 nF 平行电容下 1 pH 相位延时曲线; (b) 0.3 H 缠绕电感下 8 pF 相位延时曲线; (c) 80 nF 平行电容下 0.04 H 相位延时曲线; (d) 0.3 H 缠绕电感下 8 nF 相位延时曲线; (e) 80 nF 平行电容下 0.3 H 相位延时曲线; (f) 0.3 H 缠绕电感下 0.2  $\mu$ F 相位延时曲线

800—1200 Hz 左右, 固定 1 kHz 传输频率, 根据 (8) 式所得的简化电路传递方程, 在固定频率下, 分别固定分布电容与螺旋电感参数, 进一步探究分布电容和缠绕电感参数对信号相位的影响, 结果如图 6 所示.

由图 6 可以看出, 在 1 kHz 的传输频率下, 固定缠绕电感, 在分布电容增大的过程中, 相位急剧衰减. 随着电容的增大, 相位衰减逐渐平缓, 最大相位衰减为 180°. 前期衰减过程剧烈程度与固定的分布电容值成正比, 与分布电容对相位的影响相似, 固定分布电容的值随着缠绕电感增大, 信号相位延时变化逐渐平缓. 固定的分布电容值越大, 前期衰减过程越剧烈.

### 3.2 2000 m 信道动态阻抗对传输相位的影响

由于目前大深度测量的范围在 2000 m 内, 因此分析 2000 m 深度范围内动态阻抗信道对信号相位失真的影响具有重要意义. 根据已有的缠绕电感 ( $L$ )、分布电容 ( $C$ )、2000 m 分布电阻的值 (4.5 k $\Omega$ ). 以及放线长度的变换规律, 基于简化的信道传输模型传输函数, 分析总线长为 2000 m 的传输线路在 1—2000 m 的幅值增益和相位失真变化过程. 部分数据列于表 1, 变化结果如图 7 所示.

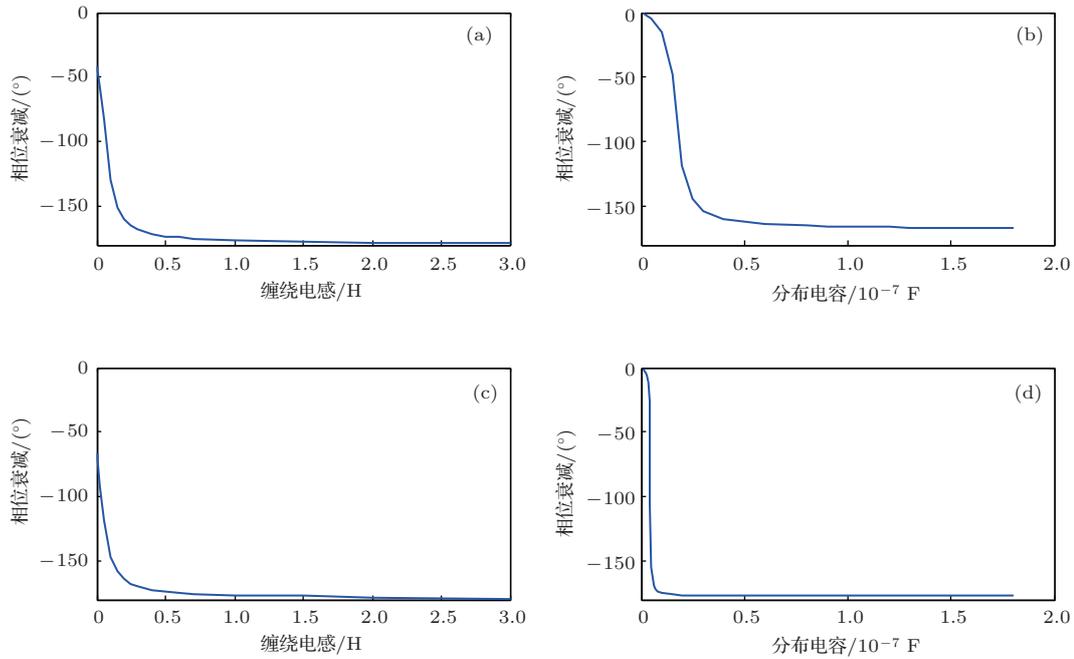


图6 分布电容及螺旋电感对信号相位的影响 (a) 1 kHz 传输频率 80 nF 分布电容时缠绕电感与相位衰减关系; (b) 1 kHz 传输频率 0.25 H 缠绕电感时分布电容与相位衰减关系; (c) 1 kHz 传输频率 200 nF 分布电容时缠绕电感与相位衰减关系; (d) 1 kHz 传输频率 1 H 缠绕电感时分布电容与相位衰减关系

表1 幅值增益和相位失真变化数据表

放线长度/m	等效电感/H	分布电容/F	1 kHz 增益	1 kHz 相位/(°)	5 kHz 增益	5 kHz 相位/(°)
1	16.41	$3.98 \times 10^{-9}$	0.88	-169.2	0.02	-178.9
20	16.41	$8.36 \times 10^{-8}$	0.02	-174.4	$7.47 \times 10^{-4}$	-179.0
40	16.40	$1.63 \times 10^{-7}$	0.01	-174.5	$3.83 \times 10^{-4}$	-179.0
100	16.37	$4.02 \times 10^{-7}$	$4.70 \times 10^{-3}$	-174.5	$1.56 \times 10^{-4}$	-179.0
200	16.25	$8.00 \times 10^{-7}$	$2.40 \times 10^{-3}$	-174.5	$7.88 \times 10^{-5}$	-179.0
520	15.38	$1.99 \times 10^{-6}$	$9.68 \times 10^{-4}$	-174.1	$3.23 \times 10^{-5}$	-178.9
1200	10.49	$4.78 \times 10^{-6}$	$6.07 \times 10^{-4}$	-171.5	$2.04 \times 10^{-5}$	-178.4
1400	8.36	$5.58 \times 10^{-6}$	$6.49 \times 10^{-4}$	-169.3	$2.19 \times 10^{-5}$	-178.0
1600	6.00	$6.37 \times 10^{-6}$	$7.93 \times 10^{-4}$	-165.03	$2.72 \times 10^{-5}$	-177.2
1800	3.10	$7.17 \times 10^{-6}$	0.0012	-153.1	$4.58 \times 10^{-5}$	-174.7
1980	0.31	$7.88 \times 10^{-6}$	0.0024	-101.0	$3.07 \times 10^{-4}$	-101.0

可以看出放线初期, 由于线轴没有展开, 传输电路中具有 16 H 左右的缠绕电感. 根据之前的分析, 缠绕电感较大, 幅值衰减迅速, 相位失真为  $-169.24^\circ$ . 随着放线的过程, 线圈打开, 缠绕电感减小, 分布电容加大, 在放线 1000 m 的过程中, 缠绕电感从 16.41 H 减小到 12.30 H, 分布电容从  $3.98 \times 10^{-9}$  增至  $4.06 \times 10^{-6}$ , 1 kHz 传输频率下幅值增益由 0.88 严重衰减至  $6.2 \times 10^{-4}$ ; 5 kHz 传输频率下幅值增益由 0.02 衰减至  $2.08 \times 10^{-5}$ . 根据 3.2 节的分析, 分布电容和缠绕电感对相位的影响作用基本相同, 同时, 缠绕电感减小量不大, 所以 1 kHz

传输频率下相位延时保持在  $173^\circ$ , 5 kHz 传输频率下相位延时保持在  $177^\circ-179^\circ$  之间. 继续放线, 由于线圈层数减小, 电感作用减小, 缠绕电感快速下降, 而分布电容数值稳定上涨, 因此相位延时逐渐减小, 在放线 1800 m 左右, 此效应更加明显. 对比 1 和 5 kHz 传输频率增益和相位随放线长度变化的规律可以看出, 低频传输信号增益较大, 但是放线后期由于缠绕电感和分布电容数值增加速率不同步, 导致相位失真不恒定的情况较明显. 反之, 高频传输状态下, 相位失真波动较小, 但是信号幅值增益较小.

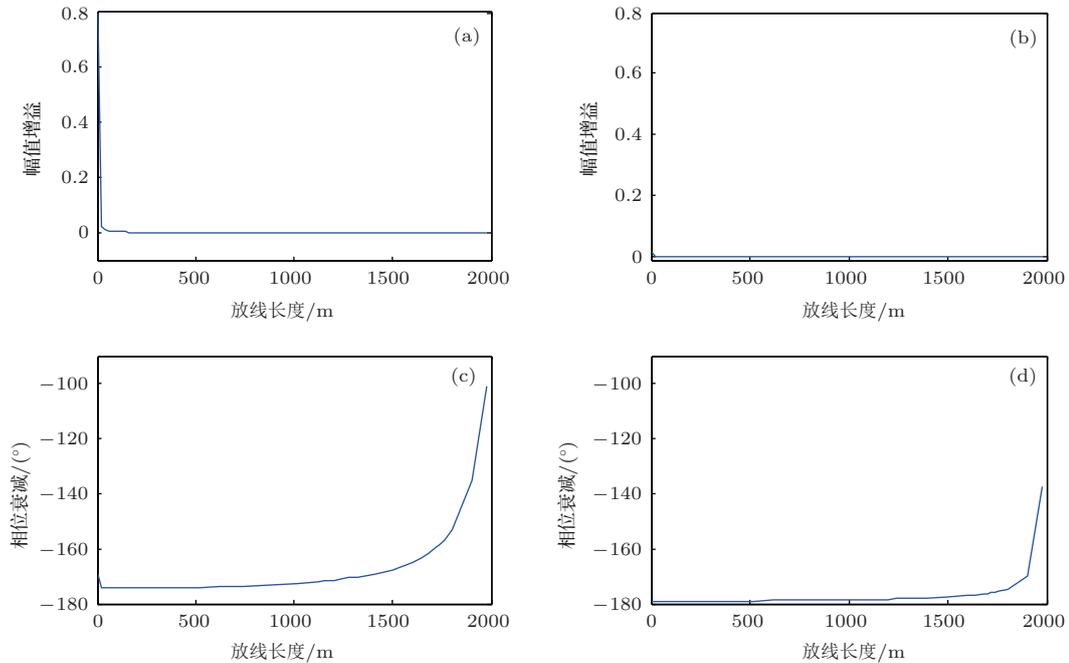


图7 2000 m 传输线放线过程信号幅值增益和相位失真变化 (a) 1 kHz 传输频率 2000 m 水下线轴幅值增益; (b) 5 kHz 传输频率 2000 m 水下线轴幅值增益; (c) 1 kHz 传输频率 2000 m 水下线轴相位延时; (d) 5 kHz 传输频率 2000 m 水下线轴相位延时

## 4 结 论

通过本文分析可知, 投弃式深海测量仪器信号传输在放线初期会出现明显的幅值衰减, 之后幅值衰减相对稳定, 采用 ASK 调制方式, 通过一定的滤波和放大电路即可解决信道动态变化给信号造成的幅值衰减. 但是由于 ASK 调制的抗干扰性能较差, 要考虑如何缓解海水复杂的电磁干扰环境对信号的影响; 由于电容变化和放线长度成正比, 而电感变化与放线长度的平方成反比, 两参数变化速率不同步, 导致在放线后期无法保证信道对信号相位延时恒定, 虽然可以采用提高传输频率的方式缓解这一非线性变化, 但是这一问题还无法根除. 所以如果采用类似 DPSK 的这类针对相位的调制方法, 虽然其有良好的抗干扰能力, 但是如何解决相位延时非线性变化的问题将成为该技术的关键.

根据信道电容和电感参数随放线动态变化的公式, 分析信道在放线状态下对信号幅值和相位的影响, 可以更好地了解 XCTD 工作状态下信道对信号传输性能的影响, 进一步指导 XCTD 测量系统的电路设计, 提高测量数据的精度和信号传输的稳定性.

## 参考文献

[1] Wu Y H 2007 *Ocean Technol.* **26** 14 (in Chinese) [武玉华 2007 海洋技术 **26** 14]

[2] Zhang S 1994 *IEEE Trans. Instrum. Meas.* **43** 929  
 [3] Yan C X, Zhu J, Zhou G Q 2007 *Adv. Atmosph. Sci.* **24** 383  
 [4] Xiong X J, Hu Y M, Yu F, Jiao Y T 2006 *Ocean Technol.* **25** 107 (in Chinese) [熊学军, 胡俊敏, 于非, 矫玉田 2006 海洋技术 **25** 107]  
 [5] Gavrilakis A, Duffy A P, Hodge K G, Willis A J 2004 *IEEE Trans. Electromagn. Compatib.* **46** 299  
 [6] Zhang Z B, Ma Y L, Ni J P, Tong L 2002 *J. Northwestern Polytech. Univ.* **20** 36 (in Chinese) [张忠兵, 马远良, 倪晋平, 童立 2002 西北工业大学学报 **20** 36]  
 [7] Sun T, Huang Y S, Tao J H 2002 *Marine Sci. Bull.* **4** 69 (in Chinese) [孙涛, 黄银水, 陶建华 2002 海洋通报 **4** 69]  
 [8] Zhang J Z, Wang Y C, Wang A B 2008 *Chin. Phys. B* **17** 3264  
 [9] Fan H B, Peng A, Wang S X 2010 *Instrum. Tech. Sensor* **11** 91 (in Chinese) [范寒柏, 彭安, 王少仙 2010 仪表技术与传感器 **11** 91]  
 [10] Shao Y, Li J G, Wang X 2010 *Ocean Technol.* **29** 4 (in Chinese) [邵毅, 李建国, 王欣 2010 海洋技术 **29** 4]  
 [11] Li L, Yang L A, Zhou X W, Zhang J C, Hao Y 2013 *Chin. Phys. B* **22** 087104  
 [12] Zheng Y, Li H Z, Liang J 2013 *Marine Sci. Bull.* **3** 24 (in Chinese) [郑羽, 李红志, 梁捷 2013 海洋通报 **3** 24]  
 [13] Wang F Q, Ma X K 2011 *Acta Phys. Sin.* **60** 070506 (in Chinese) [王发强, 马西奎 2011 物理学报 **60** 070506]  
 [14] Zheng Y, Li H Z, Liang J 2013 *Ocean Technol.* **32** 21 (in Chinese) [郑羽, 李红志, 梁捷 2013 海洋技术 **32** 21]  
 [15] Wang W, Luo X B, Yang L J 2011 *Acta Phys. Sin.* **60** 107702 (in Chinese) [王巍, 罗小彬, 杨丽洁 2011 物理学报 **60** 107702]

# Analysis of time-varying channel effects on transmission performance of deep-sea abandoned measuring instrument\*

Zheng Yu<sup>1)2)</sup> Zhao Xuan<sup>1)</sup> Li Jing<sup>1)</sup> Fu Xiao-Hong<sup>1)</sup> Wang Jin-Hai<sup>1)†</sup>  
Li Hong-Zhi<sup>2)</sup> Liu Ning<sup>2)</sup>

1) (School of Information and Electrical Engineering, Tianjin Polytechnic University, Tianjin 300387, China)

2) (National Ocean Technology Center, Tianjin 300112, China)

( Received 13 September 2013; revised manuscript received 3 November 2013 )

## Abstract

Because of the environmental requirements, deep-sea abandoned measuring instrument mostly uses the cable channel. However, the stability of the channel transmission is seriously affected by length change in electrical impedance of the channel. In this paper, a new method is presented, which is used for dynamically analysing the effects of the cable channel on the amplitude and phase of the transmission signal by using XCTD (expendable conductivity, temperature and depth) profiler transmission channel. Firstly, regulations about the parameters of each circuit varying with the channel length is proposed. Meanwhile, the simplified transmission circuit model and its transfer function are established. Through qualitative analysis we can conclude that the transmission frequency, distributed capacitance and winding inductance have an influence on the signal phase. Finally, in this paper we analyse and discuss how the cable influences the transmission of signal, and present the reason of the influences with MATLAB, which can further guide the design of the XCTD measuring system and improve the accuracy of the measurements and the stability of signal transmission.

**Keywords:** deep-sea abandoned measuring instrument, signal transmission, impedance measurement, cable channel

**PACS:** 05.45.Tp, 91.60.Tn, 91.60.Hg

**DOI:** 10.7498/aps.63.040507

---

\* Project supported by the National High Technology Research and Development Program of China (Grant No. 2006AA09Z131) and the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 41206031).

† Corresponding author. E-mail: wangjinhai@tjpu.edu.cn