

## 多途混响环境中声扩频信号线性与相关性分析

唐永壮,周其斗\*,谢志勇,吕晓军,纪刚  
(海军工程大学 舰船与海洋学院,湖北 武汉 430033)

**摘要:**为分析浅海多途信道中声扩频信号的相关性和线性,建立了计入频率衰减与海底损耗的浅海 Pekeris 波导虚源法计算模型;对浅海中的脉冲信号与扩频信号进行了仿真计算,通过混响室试验初步研究了多途混响环境中扩频信号的线性。仿真结果显示:虚源法和简正波法的频域解一致,得到了与简正波理论相同的低频模式频散现象,验证了虚源法适用于浅海理想波导、Pekeris 波导中的低频问题;当发生模式频散,低频扩频信号的相关性能强于同扩频参数的高频信号。试验结果表明:低频脉冲的时域波形发生畸变、展宽时,同频率的扩频信号能准确测出反射信号的几何时延,证明了低频多途效果仍可看作每个“路径”信号的线性叠加。

**关键词:**低频扩频信号;浅海多途;虚源法;模式频散;相关性

**中图分类号:**TN929.3 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-2486(2024)04-191-10



论  
文  
拓  
展

## Analysis of linearity and correlation of acoustic spread spectrum signal in multipath reverberation channel

TANG Yongzhuang, ZHOU Qidou\*, XIE Zhiyong, LYU Xiaojun, JI Gang

(College of Naval Architecture and Ocean Engineering, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China)

**Abstract:** To analyze the correlation and linearity of acoustic spread spectrum signals in shallow water multipath channels, a virtual source calculation model for Pekeris waveguides in shallow waters with frequency attenuation and seabed loss was established. Pulse signals and spread spectrum signals in shallow seas were simulated, and the linearity of spread spectrum signals in a multipath reverberation environment was preliminarily investigated through experiments conducted in a reverberation chamber. Simulation results show that the frequency domain solution of the virtual source method is consistent with that of the normal mode method, and the same low-frequency mode dispersion phenomenon as the normal mode method can be obtained through the virtual source method, verifying that the virtual source method is suitable for low-frequency problems in ideal shallow water waveguides and Pekeris waveguides; when modal dispersion occurs, the correlation performance of low-frequency spread spectrum signals is better than that of high-frequency signals under the same conditions. Experimental results show that when the time-domain waveform of a low-frequency pulse is distorted and broadened, the spread spectrum signal of the same frequency can accurately measure the geometric delay of the reflected signal, demonstrating that the low-frequency multipath effect can still be regarded as the linear superposition of all "path" signals.

**Keywords:** low frequency spread spectrum signal; shallow sea multipath; virtual source method; modal dispersion; correlation

声波是目前主要被用于海洋远距离传递信息的载体,是水下目标探测与通信的重要方式<sup>[1]</sup>。然而水下环境复杂多变,尤其浅海多途以及混响严重,影响了水声信号实际应用的效能<sup>[2]</sup>。扩频信号具有抗干扰、抗多途、高处理增益、低截获等

优势,是提高水声信号传输性能的重要手段<sup>[3]</sup>。随着水下探测和通信距离要求更远,水声低频信号越来越被关注和使用<sup>[4]</sup>。然而,关于多途干扰对低频扩频信号性能的影响机理和规律研究国内外报道较少,已有的扩频抗多途理论主要源于无

收稿日期:2023-05-16

基金项目:国家自然科学基金资助项目(52071334)

第一作者:唐永壮(1998—),男,河北石家庄人,博士研究生,E-mail:tang\_yongzhuang@126.com

\*通信作者:周其斗(1962—),男,湖北鄂州人,教授,博士,博士生导师,E-mail:qidou\_zhou@126.com

引用格式:唐永壮,周其斗,谢志勇,等.多途混响环境中声扩频信号线性与相关性分析[J].国防科技大学学报,2024,46(4):191-200.

Citation:TANG Y Z, ZHOU Q D, XIE Z Y, et al. Analysis of linearity and correlation of acoustic spread spectrum signal in multipath reverberation channel[J]. Journal of National University of Defense Technology, 2024, 46(4): 191-200.

线电通信<sup>[5]</sup>和全球卫星导航系统<sup>[6]</sup>等领域。

Sklar<sup>[7-8]</sup>对无线电通信的衰落类型以及衰落程度作了详细区分:多途最大时延超过符号持续时间(symbol time)会给常规通信带来严重的频率选择性衰落,而直接序列扩频是改善这种衰落的有效方法;当多途时延超过码片宽度,扩频系统对多途衰落不敏感。这些结论支撑了以电磁波为载体的扩频信号的广泛应用。然而,浅水信道与无线电信道的多途特征和时延不同<sup>[9]</sup>。Yoo等<sup>[10]</sup>从符号持续时间、多途时延二者关系来讨论衰落类型,认为在常用频段内浅水多途时延通常为10~100 ms,水声扩频信号的符号持续时间一般长于多途时延,此时仅发生平坦衰落,但未具体指出高频与低频扩频信号抗多途性能的差别。对于高频水声扩频信号,常用射线法分析多径相干信道<sup>[11]</sup>。在浅海低频问题中,射线高频近似不再满足并且声波与界面的耦合作用不可忽略<sup>[12]</sup>。文献[13]用简正波的概念分析认为浅海多途会导致低频信号频散严重,造成相关峰能量色散、信息载波畸变。然而,该文献未从相关性能角度定量研究扩频信号抗多途能力。针对采用均衡器的单载波水声通信系统,李宪鹏等<sup>[14]</sup>提出了量化多途信道对误比特率影响程度的方法。直接序列扩频是一种牺牲带宽和速率的高可靠性方式<sup>[15]</sup>,判断扩频信号在浅海低频场景中的应用价值须确认低频是否意味着更困难的信号传输并研究其抗多途性能。扩频信号的良好自相关性是其克服多途效应的主要原因,抗多途理论是基于多途信号沿各路径传播和线性叠加的概念<sup>[5]</sup>。因此,须选用与抗多途理论匹配且适用低频的声场模型来进一步研究多途混响对扩频信号相关性和线性的影响。已有研究聚焦于通过算法缓解多途衰落<sup>[16-19]</sup>,本文视角是期望通过研究多途的影响机理和规律来指导实际信号使用。

宽带信号声传播的时域解通常由频域稳态解经傅里叶合成得到<sup>[20]</sup>。频域求解已有较多浅海声场模型,如简正波法、抛物方程法、有限元法、虚源法等<sup>[20-23]</sup>。浅海低频问题常用的简正波法可用一系列离散的简正模态叠加求解声场并且能耦合海底条件和声速剖面,被广泛用于研究浅海的声传播<sup>[24-27]</sup>。由于扩频方式是用伪噪声码的自相关特性提取期望信号<sup>[5]</sup>,而简正波的模态不是实际的单路径信号,所以用模态方法不容易定性分析多途对扩频信号相关特性的干扰。虚源法的时域解可看作每个路径信号的叠加<sup>[20]</sup>,有利于分析多途效应形成的物理过程与干扰机理。虚源法

在水平或楔形底的浅水低频声传播损失计算中已有应用<sup>[28-30]</sup>,本文进一步确认虚源法采用球面波展开式并计入传播损耗等因素之后的低频适用性。需要指出的是,声传播损失的大小可表征到达接收点的能量强弱;然而声能量不能直接体现信号相关性的好坏,相关性决定了能否检测和提取正确的信号。

本文推导了浅海波导的虚源模型,通过与简正波解的对比,验证了虚源法可用于理想波导以及 Pekeris 波导。在此基础上仿真研究浅海多途信道中扩频信号相关性的影响机理和规律,最后用混响室试验初步分析了混响环境中扩频信号的线性。

## 1 多途声传播理论

### 1.1 简正波理论

针对浅海理想波导,海面 and 海底均为压力释放条件。这里直接给出用积分变换法求解思路以及极点留数求和方法得到的声场解:

$$\psi(r, z) = -\frac{iS_{\omega}}{2D} \sum_{m=1}^{\infty} \sin(k_{zm}z) \sin(k_{zm}z_s) H_0^{(1)}(k_{rm}r) \quad (1)$$

式(1)即为简正波的模式展开式, $\psi$ 为位移势,这里是用位移势的形式表示波动方程解; $H_0^{(1)}$ 为汉克尔函数; $z_s$ 为声源深度, $z$ 为接收深度; $r$ 为声源与接收点水平距离; $D$ 为海深; $S_{\omega}$ 为声源强度; $k_z$ 为垂直波数; $k_r$ 为水平波数; $m$ 为简正波的阶数,求和中的第 $m$ 项通常称为 $m$ 号(阶)简正波。一般只有有限号简正波的水平波数为实数,称为传播模式;更高号的水平波数为虚数,称为渐消模式,并且按指数规律衰减。下面简要阐述简正波法是如何得出“频散”的结论的:

$$\omega = c \sqrt{k_{rm}^2 + \left(\frac{m\pi}{D}\right)^2} \Rightarrow k_{rm} = \sqrt{k^2 - (m\pi/D)^2} \quad (2)$$

式中, $k$ 为声波数。式(2)为简正波水平波数与频率的关系,可发现波导中传播模式的个数与频率有关。频率越高,传播模式越多;频率越低,传播模式很少,并且存在截止频率。对于低频浅海的声传播计算,只需有限号简正波就可得到较准确的结果,这也是简正波法被广泛用于浅海声学问题的原因。此外,简正波的水平波数与频率存在非线性关系。对于存在的某一传播模式数( $m$ ),随着频率变大,传播模式的实数水平波数将趋近于声波数 $k$ 。这意味着高频极限下产生模式的平

面波是近似水平传播的。模式的水平相速度为:

$$v_m = \frac{\omega}{k_{rm}} = \frac{ck}{k_{rm}} \quad (3)$$

群速度代表模式传播的能量传输速度, 写为:

$$u_m = \frac{d\omega}{dk_{rm}} = \frac{ck_{rm}}{\sqrt{k_{rm}^2 + (m\pi/D)^2}} = \frac{ck_{rm}}{k} \quad (4)$$

由于在传播模式中  $k_{rm}$  为实数且小于  $k$ , 根据式(3)~(4)判断理想波导中传播模式的相速度总大于声速、群速度总小于声速。在确定传播模式数下, 二者将随频率增大逼近声速。由于每个模式传播速度都与频率有关, 所以才有频散的结论, 文献[20]称之为模式频散更加合理。与之对应的物理频散, 是声介质属性、弛豫等导致的声速随频率变化的现象, 二者有着本质不同。模式频散是在模态叠加的概念中数学求解的产物, 由波导的几何条件引起<sup>[20]</sup>, 实质是模态的群速度存在色散, 而声速不会随频率改变。

以脉冲信号简要说明“模式频散”的具体表现。图1为理想波导中前5号简正波的群速度与频率关系曲线。对于有一定带宽的脉冲时域信号, 由于带宽内每一号简正波的群速度不同, 低阶模态会先于高阶模态到达, 在时域上形成一定数目的脉冲包络; 由于每一模态内不同频率的群速度也不同, 各个频率成分到达时刻不同, 所以每个脉冲包络会在时域上存在展宽现象, 且越高阶模态展宽现象越明显。当频率较高, 群速度趋近于声速, 每个模态的脉冲包络不会存在明显展宽现象, 但各个模态的群速度仍有一定差别, 在时域上还可可见一定数目的包络。文献[13]将这两种现象描述为模态内频散和模态间频散。当波导条件发生变化时, 群速度曲线会有所区别, 但在低频段仍有模态群速度随频率变化的色散关系, 出现“模式频散”。

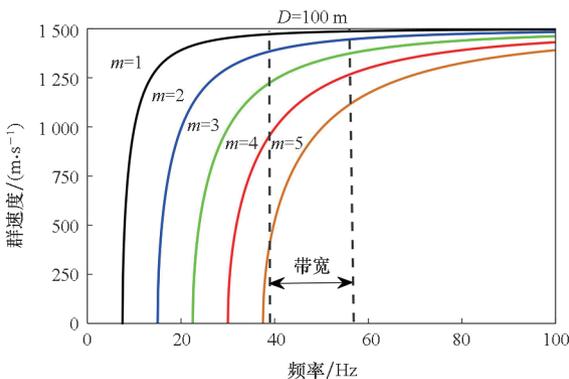


图1 理想波导中群速度与频率关系  
Fig. 1 Relationship between group velocity and frequency in ideal waveguide

### 1.2 基于格林函数的虚源法

虚源法将自由空间解与虚源产生的声场进行叠加, 若叠加后可以满足波导的边界条件, 则叠加后的总声场就是满足边界条件的波动方程解。对于半无限空间的理想深海, 海面的镜像声源与自由场解进行叠加就可满足海面的压力释放条件。对于理想波导问题, 文献[20]给出了虚源解与模态解存在等效关系的严格数学推导, 说明在理想波导中虚源法可提供精确解。当海面和海底都是压力释放界面, 传播模型如图2所示。

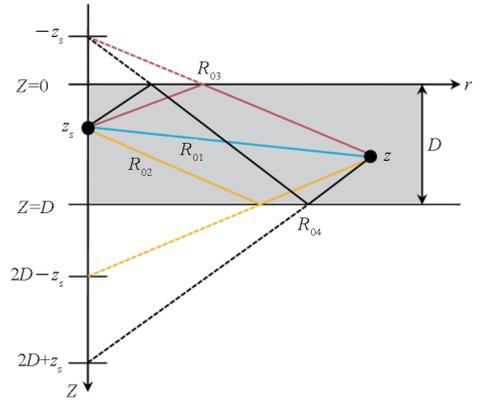


图2 虚源法模型(自由场解与前3个虚源)  
Fig. 2 Virtual source model (free field solution and the first 3 virtual sources)

其中, 显示了自由场解和前3个虚源的传播路径, 海水密度取  $1\ 000\ \text{kg/m}^3$ , 海水声速取  $1\ 500\ \text{m/s}$ 。增加足够多的虚源, 可获得总声场的表示式如式(5)所示。

$$\psi(r, z) = -\frac{S_\omega}{4\pi} \sum_{m=0}^{\infty} \left[ \frac{\exp(ikR_{m1})}{R_{m1}} - \frac{\exp(ikR_{m2})}{R_{m2}} - \frac{\exp(ikR_{m3})}{R_{m3}} + \frac{\exp(ikR_{m4})}{R_{m4}} \right] \quad (5)$$

$$R_{mi} = \sqrt{r^2 + z_{mi}^2} \quad i = 1, 2, 3, 4 \quad (6)$$

$$z_{m1} = 2Dm - z_s + z \quad (7)$$

$$z_{m2} = 2D(m+1) - z_s - z \quad (8)$$

$$z_{m3} = 2Dm + z_s + z \quad (9)$$

$$z_{m4} = 2D(m+1) + z_s - z \quad (10)$$

若考虑更一般的界面反射条件以及频率衰减, 式(5)进一步写为:

$$\psi(r, z) = -\frac{S_\omega}{4\pi} \sum_{m=0}^{\infty} (A_1 A_2)^m \left[ \frac{\alpha_{m1} \exp(ikR_{m1})}{R_{m1}} + A_2 \frac{\alpha_{m2} \exp(ikR_{m2})}{R_{m2}} + A_1 \frac{\alpha_{m3} \exp(ikR_{m3})}{R_{m3}} + A_1 A_2 \frac{\alpha_{m4} \exp(ikR_{m4})}{R_{m4}} \right] \quad (11)$$

$$\alpha_{mi} = 10^{-\alpha' \times R_{mi}/20\ 000} \quad i = 1, 2, 3, 4 \quad (12)$$

$$\alpha' \approx 3.3 \times 10^{-3} + \frac{0.11f^2}{1+f^2} + \frac{44f^2}{4100+f^2} + 3.0 \times 10^{-4}f^2 \quad (13)$$

其中:  $A_1$ 、 $A_2$  分别是海面和海底反射系数, 理想波导中都为  $-1$ ;  $\alpha'$  是频率衰减系数(单位为 dB/km), 定义频率衰减因子  $\alpha_{mi}$  来表示频率衰减对声压的折减。

Pekeris 波导<sup>[31]</sup>可描述更接近实际的海洋环境。相比理想波导, 其海底为半无限可透声的空间, 并可以在波导中引入海底附加传播损失。已有的反射系数公式可用于自由场传播的虚源, 需进一步引入符合波动理论的弹性损耗。此外, 反射系数针对的是平面波, 而虚源产生的是球面波。当反射系数不随入射角度变化, 式(11)是准确的, 否则只能作为近似解。更准确的方法是利用贝塞尔函数将球面波分解为平面波的形式, 即:

$$\frac{\exp(ikR_{mi})}{R_{mi}} = \frac{i}{2\pi} \iint \frac{\exp[i(k_x x + k_y y)]}{k_z} dk_x dk_y = \int_0^{\frac{\pi}{2}} [ikJ_0(kR_{mi}\cos\varphi\cos\theta_1) \times \exp(ikR_{mi}\sin\varphi\sin\theta_1)\cos\varphi] d\varphi \quad (14)$$

其中,  $\varphi$  为波数矢量  $\mathbf{k}$  与水平面夹角,  $\theta_1$  为虚源路径  $R_{mi}$  与海底的掠射角 ( $\theta_1 = \arccos(r/R_{mi})$ ),  $J_0$  是零阶贝塞尔函数,  $k_x$ 、 $k_y$  以及  $k_z$  是波数矢量的方向分量。式(14)中的积分函数表示为  $\phi_{mi}$ , 计入随  $\varphi$  变化的平面波反射系数, 式(11)可修正为:

$$\psi(r, z) = -\frac{S_\omega}{4\pi} \sum_{m=0}^{\infty} \left[ \alpha_{m1} \int_0^{\frac{\pi}{2}} (A_1 A_2)^m \phi_{m1} d\varphi + \alpha_{m2} \int_0^{\frac{\pi}{2}} A_1^m A_2^{m+1} \phi_{m2} d\varphi + \alpha_{m3} \int_0^{\frac{\pi}{2}} A_1^{m+1} A_2^m \phi_{m3} d\varphi + \alpha_{m4} \int_0^{\frac{\pi}{2}} (A_1 A_2)^{m+1} \phi_{m4} d\varphi \right] \quad (15)$$

由于本文海面反射系数  $A_1 = -1$ ,  $m = 0$  时式(15)中第一和第三个积分项可直接用点源表示式而不必展开为球面波。无损海底的平面波反射系数为:

$$\begin{cases} A_2 = \frac{\rho_2 c_2 / \sin\theta_2 - \rho_1 c_1 / \sin\theta_1}{\rho_2 c_2 / \sin\theta_2 + \rho_1 c_1 / \sin\theta_1} \\ k_1 = \frac{\cos\theta_2}{\cos\theta_1} \end{cases} \quad (16)$$

其中,  $\rho_2 c_2$  为液态海底阻抗,  $\rho_1 c_1$  为海水阻抗,  $\theta_1$  用于式(15)时为  $\varphi$ ,  $\theta_2$  为透射波的水平掠射角,  $k_1$ 、 $k_2$  分别为海水声波数和海底介质波数。式(16)存在临界角, 当入射角小于临界角为无损的全反射, 反射系数为复数, 仅存在相移; 当入射角大于临界角则存在反射损失, 但反射系数为实数, 不存在相位改变。因此, 无损介质海底会存在

大量衰减很小的多途。进一步引入海底损耗因子  $\delta$ , 对于线性黏弹性液体海底, 传入海底的声波幅值随距离呈指数规律:

$$\psi(x, t) = \psi_0 \exp[-i(\omega t - k_2 x) - k_2 \delta x] \quad (17)$$

当把海底介质的波数修正为复数可计入海底的黏弹性衰减损耗, 修正后的海底波数为:

$$\tilde{k}_2 = k_2(1 + i\delta) \quad (18)$$

用式(18)代替式(16)中  $k_2$ , 则得到考虑海底损耗的反射系数, 界面对相位的影响也包含在内。至此, 用虚源法建立了完整的考虑海底损耗与频率衰减的 Pekeris 波导传播模型。液态海底密度取  $1800 \text{ kg/m}^3$ 、声速取  $1800 \text{ m/s}$ , 损耗因子  $\delta$  取  $0.02$ 。

用虚源法计算  $20 \text{ Hz}$  声传播损失随距离变化的稳态结果并与简正波解对比, 水深  $D = 100 \text{ m}$ 。经试算,  $m = 0 : 1 : 100$  时结果足够稳定。如图 3 所示, 对于浅海理想波导, 虚源解与简正波解一致。对于 Pekeris 波导, 考虑球面波反射的虚源解与简正波结果基本重合。该工况下用平面波处理的虚源解比真实情况衰减更慢, 二者传播规律整体相近, 远场结果差别小于  $3 \text{ dB}$ , 但随距离略有增大趋势, 平面波反射可作为近似处理方法。

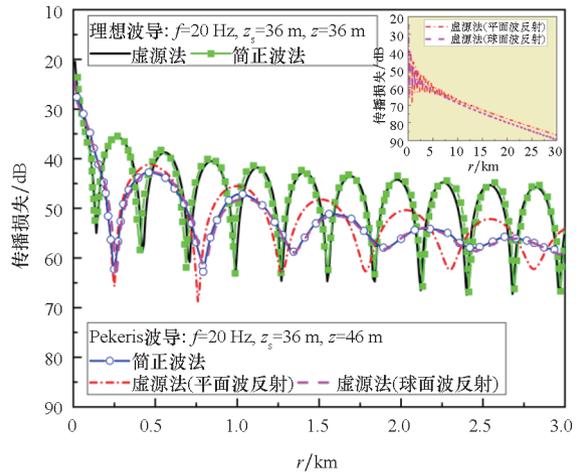


图 3 两种方法计算结果对比

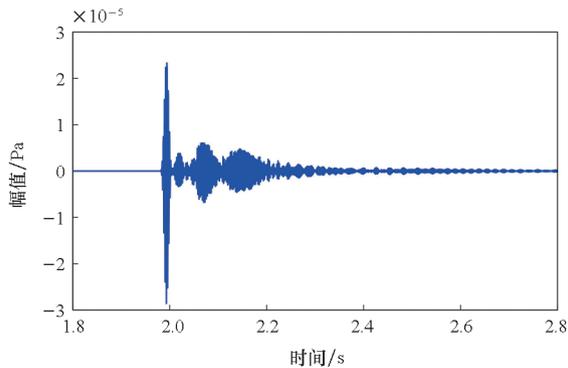
Fig. 3 Comparison of calculation results between the two methods

## 2 浅海多途环境中扩频信号相关性能仿真分析

利用 1.2 节建立的 Pekeris 波导虚源法模型获取稳态解后, 再对发射信号频谱与信道频响的乘积进行快速傅里叶逆变换 (inverse fast Fourier transform, IFFT) 变换从而得到时域解, 然后对脉冲信号和扩频信号的时域接收结果进行仿真。采

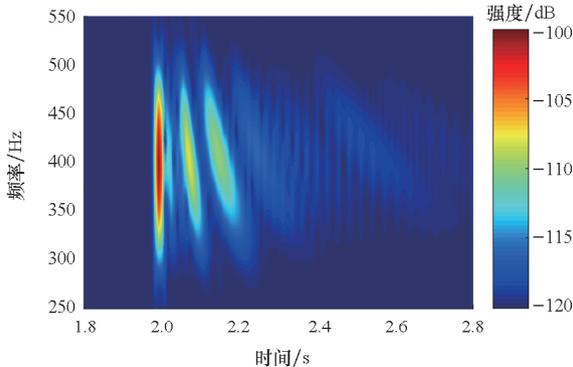
用短时傅里叶变换 (short-time Fourier transform, STFT) 对脉冲信号进行时频分析,对扩频信号用快速傅里叶变换 (fast Fourier transform, FFT) 法进行相关计算得到相关曲线。共选取两个用于水声通信或探测的低频和 高频信号,并且使用相同的信号带宽和传播距离来避免这两个因素对频散程度的干扰。其中,脉冲信号脉宽为 0.02 s,带宽为 200 Hz,中心频率为 400 Hz 和 3 000 Hz。载频为 400 Hz 扩频信号的码长度  $N = 63$ ,码片宽度  $T_c = 0.01$  s (4 carriers/chip),扩频带宽为 200 Hz。载频为 3 000 Hz 扩频信号的码长度  $N = 63$ ,码片宽度为 0.01 s (30 carriers/chip),扩频带宽为 200 Hz;同时使用  $N = 63, T_c = 0.0027$  s (8 carriers/chip)、带宽为 750 Hz 的信号。所有信号的水平传播距离都为 30 km,声源深度为 36 m,接收深度为 50 m,水深为 100 m。仿真结果如图 4 和图 5 所示。

图 4(a) 结果显示,400 Hz 低频脉冲经过浅海信道后,产生明显的时域波形扩展,首先到达的包络扩展较少,晚到达的包络扩展越来越明显;从图 4(b) 的时频分析结果来看,晚到达的包络出现了“频散”现象:在色谱图上表现为倾斜弯曲的条纹,并且晚到达的条纹更宽。对比图 4(c) 和 (d) 发现,同带宽的 3 000 Hz 高频脉冲仅出现较多的



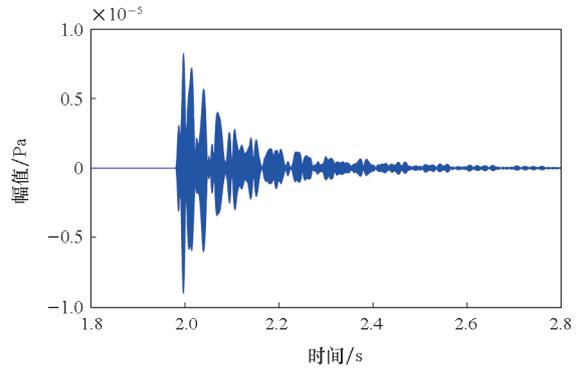
(a) 400 Hz 时域脉冲波形

(a) Pulse time domain waveform at 400 Hz



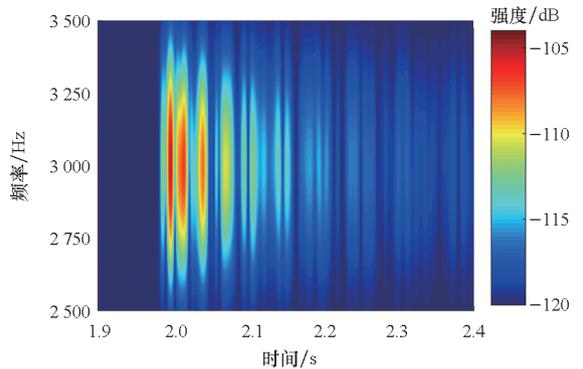
(b) 400 Hz 脉冲时频分析结果 (STFT)

(b) Time-frequency analysis results of pulse at 400 Hz (STFT)



(c) 3 000 Hz 时域脉冲波形

(c) Pulse time domain waveform at 3 000 Hz



(d) 3 000 Hz 脉冲时频分析结果 (STFT)

(d) Time-frequency analysis results of pulse at 3 000 Hz (STFT)

图 4 Pekeris 波导中脉冲信号接收结果

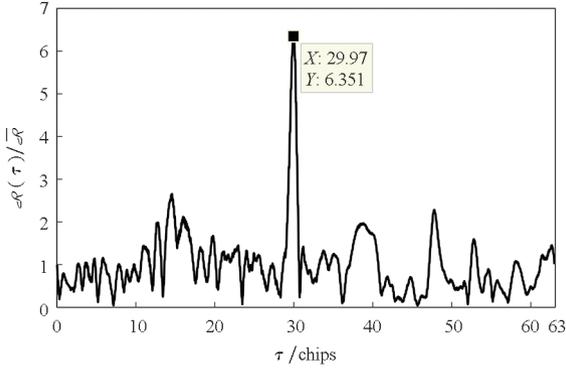
Fig. 4 Pulse signal reception results in Pekeris waveguide

回波包络,每个包络几乎没有时域扩展,时频图显示“模态内频散”不明显。虚源法得到了通常由简正波理论解释的低频频散现象,这在一定程度上也说明虚源法适合求解浅海波导问题。

对接收的扩频信号和原始发射信号做相关计算。用信号的相关计算结果  $\mathcal{R}(\tau)$  除以相关结果平均值  $\overline{\mathcal{R}}$  的方式表示相关曲线后,相关峰值的大小可表征相关性的强弱。图 5(a) 中接收扩频信号的相关计算结果表明,即使在 400 Hz 时脉冲波形发生明显模态“内频散”,与之相同频率和带宽的扩频信号仍然能够得到明显的相关峰,可以正确捕获码相位。根据图 1 分析和图 4 仿真结果,同样带宽的高频信号频散比低频信号弱。对比图 5(a) 和 (b),使用相同带宽高频信号的相关峰值比低频信号小,这说明低频扩频信号没有因为频散更严重而相关性比高频信号差。

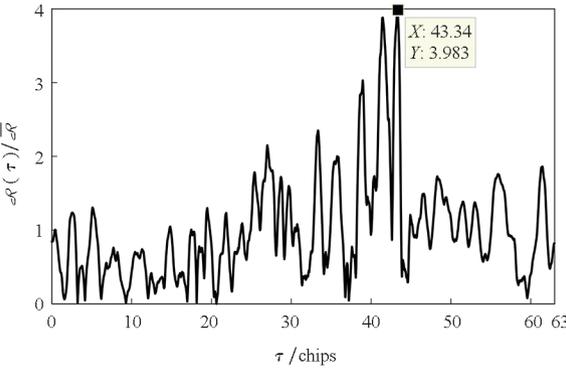
一般而言,高频信号的码片速率更高,码片宽度比低频信号小、扩频带宽更大,不会和图 5(a)、(b) 一样采取相同带宽,这里只为了控制带宽相同来对比频散程度对相关性的影响。因此,

图 5(c) 中进一步给出了带宽更大、更具一般性的高频扩频信号相关曲线。结果同样显示,浅海波导中高频信号的相关性比低频信号弱。此外,低频信号相关曲线中仅存在 1 个主相关峰,高频信号存在数个次级相关峰。当不考虑分集接收等手段,低频信号相关性优于高频信号,并且没有因为发生频散而失去相关性,进一步说明扩频抗多途优势依然可以应用在低频信号上。



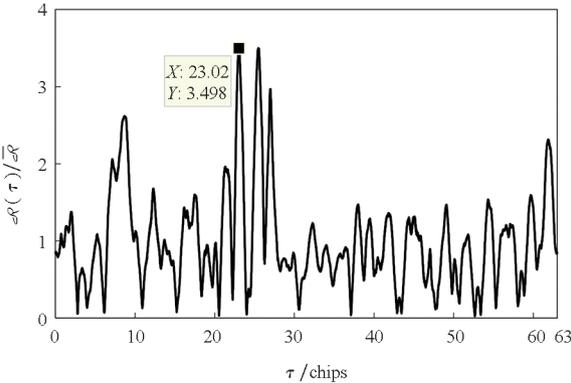
(a) 400 Hz 扩频信号(带宽 200 Hz)

(a) Spread spectrum signal at 400 Hz (bandwidth 200 Hz)



(b) 3 000 Hz 扩频信号(带宽 200 Hz)

(b) Spread spectrum signal at 3 000 Hz (bandwidth 200 Hz)



(c) 3 000 Hz 扩频信号(带宽 750 Hz)

(c) Spread spectrum signal at 3 000 Hz (bandwidth 750 Hz)

如图 6 所示,用 1.2 节虚源法模型得到了多途信号的理论码相位差随水平传播距离变化曲线(取前两阶虚源( $m = 0, 1$ );  $z_s = 36$  m,  $z = 50$  m,  $T = 4$  ms,  $D = 100$  m,  $f_c = 1\ 000$  Hz)。可以发现,浅海多途信道突出的特征是有大量且密集的时延信号。这些信号时延不仅包含小于 1 个码片的部分,也存在大于 1 个码片的部分,并且远距离传输时很难通过增大载波频率和码片速率使所有多途时延大于 1 个码片。与无线电信号不同,浅海低频扩频信号码片宽度大、远场时延小,可使更多强多途包含在一个码片内。

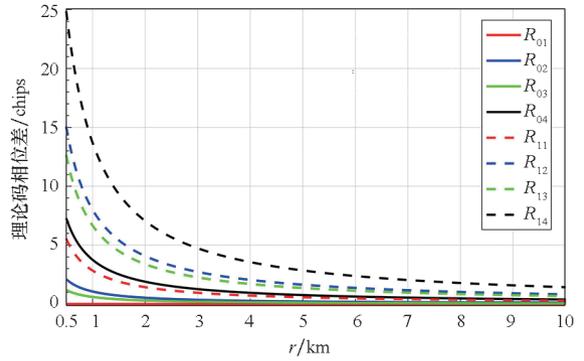


图 6 浅海波导中多途径码相位差

Fig. 6 Code phase difference of multipath in shallow sea waveguide

由于扩频系统本质是利用扩频码的自相关性从多途信号中提取期望信号,相关值越大、相关旁瓣越小,表示扩频信号相关性能越好,越有利于在探测和通信中提高检测率、降低虚警。因此,进一步仿真计算了相同扩频参数、不同频率的扩频信号在浅海信道中的传播,水平传播距离为 30 km,共使用了 4 种不同扩频参数的信号。相关计算结

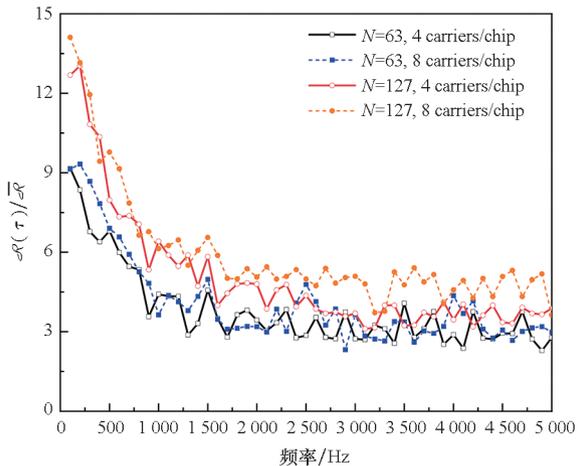


图 7 浅海波导中不同载频扩频信号相关值

Fig. 7 Normalized correlation values of spread spectrum signals at different carrier frequencies in shallow sea waveguides

图 5 Pekeris 波导中扩频信号接收相关计算结果

Fig. 5 Correlation calculation results of spread spectrum signal in Pekeris waveguide

果如图7所示。结果表明,随着频率增加,四种信号的相关值都减小,说明整体上低频信号的相关性能比高频信号强。曲线存在上下振荡是由于多途结构变化引发了多途干涉作用,整体规律由频率和码片宽度主导。频率较低时,码片宽度较大,直达信号与前几路强多途信号被包含在同1个码片内,相关曲线上仅出现1个强相关峰;频率较高时,码片宽度小,强多途时延跨越多个码片,相关曲线上表现为多个相关峰且相关值低,相关旁瓣偏高易于造成干扰。同时,增大码片宽度有利于提高信号相关性能。由于扩频码越长自相关性越好,相关器输出信噪比增大,此时相关值增大是由扩频码自身特性决定的。

### 3 多途混响环境中扩频信号线性试验分析

在第2节求解浅海声传播问题中,默认了各路径信号可以线性叠加这一前提。部分研究认为,对于低频信号多途传播计算,频散导致波形畸变不能用线性叠加分析,但是在本文中用叠加方式得到了与简正波一致的传播损失结果和低频频散现象。因此,需要进一步研究多途混响导致的波形扩展、畸变对扩频信号线性的影响,这也是扩频信号在多途混响环境中是否仍能准确测距的关键。海洋环境复杂不易剥离多途因素,进行大量试验验证存在一定困难。尽管混响室中的多途传播模式不同于浅海,不能用于模拟浅海模式中的多途强弱以及预测时空变化规律,但混响室同样存在多途和混响,可用于初步判断多途混响对扩频信号线性的影响。

试验目的首先是通过分析接收脉冲信号的时域波形来判断波形畸变和扩展的程度,这要求不同频率脉冲信号的时长和带宽一致。然后是根据扩频信号相关计算结果中反射信号的有无以及时延大小可判断是否满足线性。根据1.1节分析,带宽越大频散越严重,这要求扩频信号带宽不小于同频的脉冲信号,且不同频率扩频信号码长等参数一致。据此,设计了具体试验内容:试验布置如图8所示,扬声器置于地面,正前方放置传声器,扬声器与传声器距离  $L_1 = 140.0$  cm,传声器与前方墙壁距离  $L_2 = 272.9$  cm,扬声器与传声器前后方向除墙壁外无障碍物,该房间为强多途混响场。空气声速取  $340$  m/s。用中心频率  $f_c$  为  $400$  Hz、 $1\ 000$  Hz、 $3\ 000$  Hz的高斯脉冲信号和扩频信号进行试验。高斯脉冲宽度均为  $0.04$  s,带宽为  $100$  Hz,以  $2$  s 为周期重复发射脉冲。扩频信号采用直接序列扩频二进制相移键控调制方式,使用  $6$  阶  $m$  序列 ( $N =$

63),每个扩频码码片内含有  $4$  个整数载波周期,信号连续发射。以载频  $1\ 000$  Hz 的扩频信号为例,码片宽度  $T_c = 0.004$  s,主瓣带宽  $500$  Hz,扩频码时长  $T_s = 0.252$  s。脉冲接收信号直接用时域波形图表示,接收的扩频信号经过载波剥离后与本地扩频码进行相关计算可得到一个扩频码周期内的相关曲线,结果如图9~11所示。

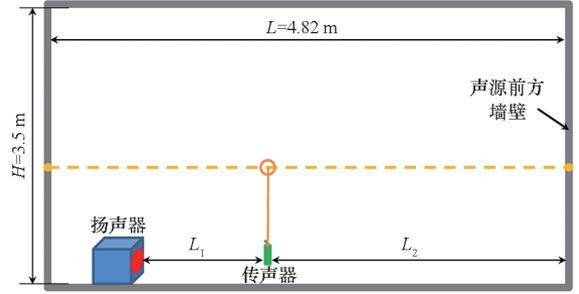
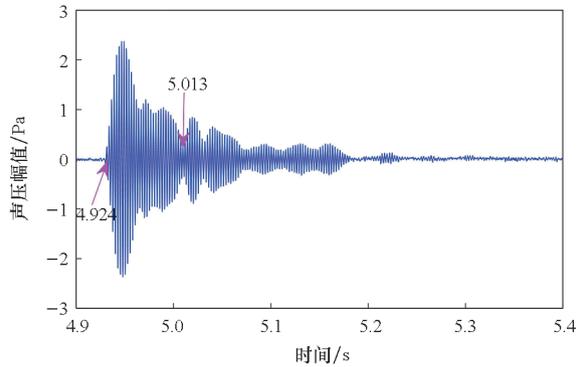


图8 试验布置简图

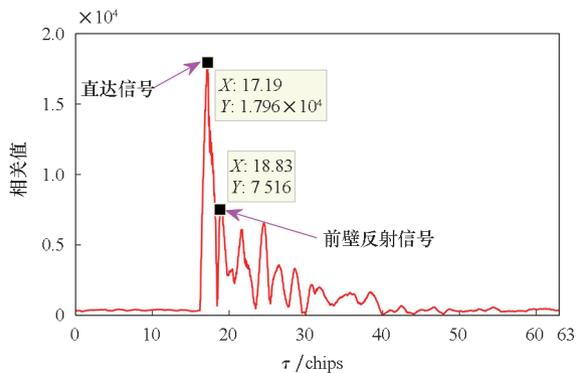
Fig. 8 The layout of experiment



(a) 脉冲信号时域波形 ( $f_c = 400$  Hz)

(a) Time domain waveform of pulse signal

( $f_c = 400$  Hz)



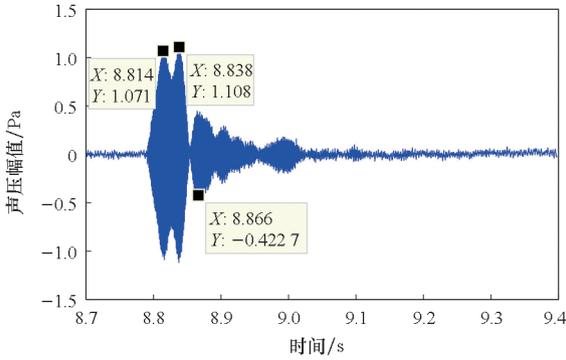
(b) 扩频信号相关曲线 ( $f_c = 400$  Hz)

(b) Correlation curve of spread spectrum signal

( $f_c = 400$  Hz)

图9  $f_c = 400$  Hz 脉冲信号与扩频信号处理结果

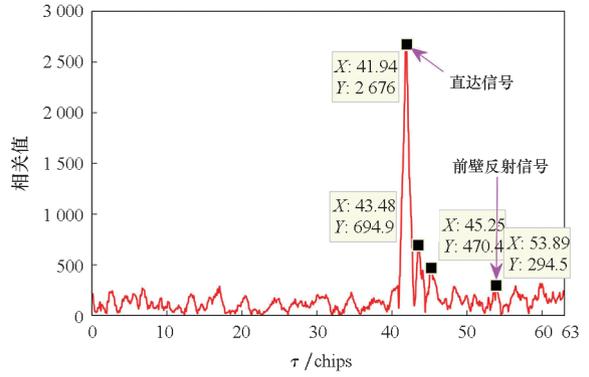
Fig. 9 Pulse signal and spread spectrum signal processing results at  $f_c = 400$  Hz



(a) 脉冲信号时域波形( $f_c = 1\ 000\ \text{Hz}$ )

(a) Time domain waveform of pulse signal

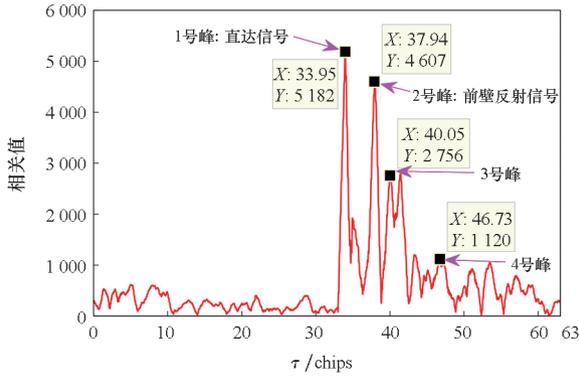
( $f_c = 1\ 000\ \text{Hz}$ )



(b) 扩频信号相关曲线( $f_c = 3\ 000\ \text{Hz}$ )

(b) Correlation curve of spread spectrum signal

( $f_c = 3\ 000\ \text{Hz}$ )



(b) 扩频信号相关曲线( $f_c = 1\ 000\ \text{Hz}$ )

(b) Correlation curve of spread spectrum signal

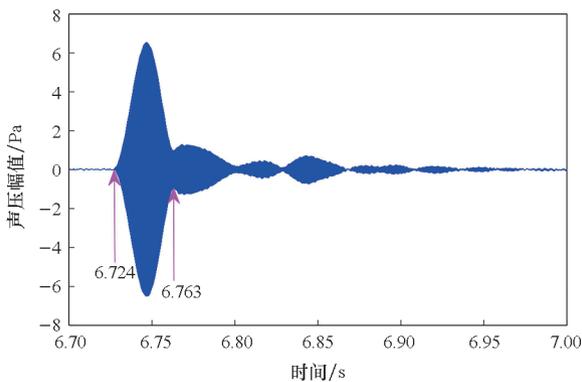
( $f_c = 1\ 000\ \text{Hz}$ )

图 10  $f_c = 1\ 000\ \text{Hz}$  脉冲信号与扩频信号处理结果

Fig. 10 Pulse signal and spread spectrum signal

processing results at  $f_c = 1\ 000\ \text{Hz}$

从各个频率的脉冲信号时域波形看,高频脉冲单个包络展宽现象不明显,低频脉冲扩展较为严重。3 000 Hz 脉冲接收信号的前四个包络几乎与发射脉冲时宽一致;1 000 Hz 时,前两个包络虽有部分重叠但仍然可以明显区分,第三个包络以



(a) 脉冲信号时域波形( $f_c = 3\ 000\ \text{Hz}$ )

(a) Time domain waveform of pulse signal

( $f_c = 3\ 000\ \text{Hz}$ )

图 11  $f_c = 3\ 000\ \text{Hz}$  脉冲信号与扩频信号处理结果

Fig. 11 Pulse signal and spread spectrum signal

processing results at  $f_c = 3\ 000\ \text{Hz}$

后开始发生重叠和展宽;400 Hz 时第一个包络峰值可辨识,但已与后续包络形成 2 倍以上的时域扩展。因此,该信号传播和测量环境符合低频混响场时延扩展严重的特征。

从扩频信号的相关结果看,在 3 000 Hz 时,前壁反射信号高频传播损耗大导致对应的相关峰值较低,与噪声干扰的区分度不明显,但也能通过前壁反射路径时延找到对应的相关峰。在其余频率的结果中均能准确识别出前壁反射信号,且与实际几何路径差对应的时延一致。以图 10(b) 1 000 Hz 的结果为例:1 号相关峰与 2 号相关峰相差 3.99 个码片,对应的时间差为  $(3.99 \times 0.004)\ \text{s} = 0.016\ \text{s}$ ,与实际由反射路径计算得到的时延  $(2.729\ \text{m}/340\ (\text{ms})^{-1} \times 2 = 0.016\ 1\ \text{s})$  几乎相等。图 9 中 400 Hz 的时域波形发生明显扩展,仍可从相关曲线上找到较强的反射信号相关峰,且峰值位置与路径时延对应。

因此,无论在时域上是否发生脉冲展宽,反射信号时延都符合依据路径推算的结果,这证明多途环境中,低频和低频信号都可看作多路径信号的线性叠加。在低频和低频情况下,波形扩展和畸变呈现不同特征,仅是多途线性叠加的时域效果,不代表发生非线性变化。结合在仿真中满足线性叠加的虚源法得到频散现象可以推断,尽管浅海场景下的低频波形特征可用模态频散解释,这种频散也不存在非线性因素。

对比相同中心频率的脉冲包络与扩频信号相关曲线发现,脉冲包络的到达时刻与相关峰的位置不总是对应。1 000 Hz 时,图 10(a) 前两个包络峰值之间的时延为 0.024 s,与前壁反射信号和

直达信号间的时延 0.016 s 不一致;脉冲信号第一、第三包络时间差(0.052 s = 13 chips),与扩频相关 1 号、4 号峰值间的码片差(12.78 chips)基本相等。但 3 号峰右侧的相关峰值有比较强的信号未能体现在脉冲波形中。同时,其余频率下均存在一些信号在脉冲波形中被时域展宽“淹没”,但在相关曲线中仍可找到。这说明时域脉冲波形是否扩展不能直接与同频率扩频信号相关处理性能直接关联,须要以抗多途理论为基础分析特定的多途结构对相关性的影响。脉冲包络反映的是多途叠加信号在时域上的能量分布,但不能完全对应实际某路信号到达时间。当反射信号有足够信噪比时,扩频信号由于具有较强的自相关特性可以准确判别反射回波时延,可用于探测和测距。

## 4 结论

1) 简正波中的频散是波导几何条件所致,实质是模态中的群速度与频率存在色散关系,仅是波数域数学求解的产物,不代表真实的声速随频率改变。在理想波导与 Pekeris 波导中,虚源解与简正波解一致,可用虚源法求解低频问题。

2) 浅海多途信道突出的特征是包含大量且密集的多途时延信号,多途信号时延从小于 1 个码片到持续数个码片。这导致很难通过增大载频或者码片速率来克服码片量级的衰落,是浅海多途比无线电多途信道环境更恶劣的原因之一。

3) 对于浅海远距离信号传输而言,低频扩频信号相关性能优于高频信号,增大码片宽度有利于提高多途环境中扩频信号相关性能。

4) 混响室试验初步验证了低频多途混响信号仍是多路径信号的线性叠加,且扩频信号能够准确判别反射信号时延有利于准确测距。受限于混响室不能模拟真实的浅海传播模式,进一步的工作需要在实际浅海信道中开展试验。

## 参考文献 (References)

- [1] 王海斌,汪俊,台玉朋,等. 水声通信技术研究进展与技术水平现状[J]. 信号处理, 2019, 35(9): 1441 - 1449. WANG H B, WANG J, TAI Y P, et al. Development and the state of the art in underwater acoustic communication [J]. Journal of Signal Processing, 2019, 35(9): 1441 - 1449. (in Chinese)
- [2] STOJANOVIC M, PREISIG J. Underwater acoustic communication channels: propagation models and statistical characterization [J]. IEEE Communications Magazine, 2009, 47(1): 84 - 89.
- [3] 郑文婷. 水声扩频通信关键技术研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2018.
- [4] ZHENG W T. Research on key technologies of underwater acoustic spread spectrum communication [D]. Harbin: Harbin Engineering University, 2018. (in Chinese)
- [4] 王诗韵,朱德宝,初磊. 低频远程水声通信技术对潜艇作战的影响[J]. 电声技术, 2019, 43(6): 5 - 7. WANG S Y, ZHU D B, CHU L. Influence of the low frequency long-range underwater acoustic communication technology on submarine operation [J]. Audio Engineering, 2019, 43(6): 5 - 7. (in Chinese)
- [5] 田日才,迟永钢. 扩频通信[M]. 2版. 北京: 清华大学出版社, 2014. TIAN R C, CHI Y G. Spread spectrum communication [M]. 2nd ed. Beijing: Tsinghua University Press, 2014. (in Chinese)
- [6] MISRA P, ENGE P. Global positioning system: signals, measurements, and performance [M]. 2nd ed. Lincoln, Mass: Ganga-Jamuna Press, 2006.
- [7] SKLAR B. Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems part I: characterization [J]. IEEE Communications Magazine, 1997, 35(7): 136 - 146.
- [8] SKLAR B. Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems part II: mitigation [J]. IEEE Communications Magazine, 1997, 35(7): 102 - 109.
- [9] AL-ABOOSI Y Y, SHA'AMERI A Z. Experimental multipath delay profile of underwater acoustic communication channel in shallow water [J]. Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science, 2016, 2(2): 351 - 358.
- [10] YOO K B, EDELMANN G F. Low complexity multipath and Doppler compensation for direct-sequence spread spectrum signals in underwater acoustic communication [J]. Applied Acoustics, 2021, 180(1): 108094.
- [11] 周锋,张文博,张宝胜,等. 基于空时处理的水声扩频通信[J]. 电子与信息学报, 2022, 44(6): 2006 - 2013. ZHOU F, ZHANG W B, ZHANG B S, et al. Underwater acoustic spread spectrum communications based on space-time cluster processing [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2022, 44(6): 2006 - 2013. (in Chinese)
- [12] 汪德昭,尚尔昌. 水声学[M]. 2版. 北京: 科学出版社, 2013. WANG D Z, SHANG E C. Hydroacoustics [M]. 2nd ed. Beijing: Science Press, 2013. (in Chinese)
- [13] 肖爽. 浅海低频水声通信接收处理技术研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2021. XIAO S. Receiver design for low-frequency shallow water acoustic communications [D]. Harbin: Harbin Engineering University, 2021. (in Chinese)
- [14] 李宪鹏,王海斌,汪俊,等. 水声多途信道的维纳误差限信道质量量化分析方法[J]. 声学学报, 2023, 48(4): 843 - 857. LI X P, WANG H B, WANG J, et al. Quality quantitative analysis method for underwater acoustic multipath channel using Wiener error boundary [J]. Acta Acustica, 2023, 48(4): 843 - 857. (in Chinese)
- [15] LOUBET G, CAPELLANO V, FILIPIAK R. Underwater spread-spectrum communications [C]//Proceedings of the

- Oceans'97. MTS, 1997; 574 – 579.
- [16] CAO X L, JIANG W H, TONG F. Time reversal MFSK acoustic communication in underwater channel with large multipath spread[J]. *Ocean Engineering*, 2018, 152: 203 – 209.
- [17] KHAN M R, DAS B, PATI B B. Channel estimation strategies for underwater acoustic (UWA) communication; an overview [J]. *Journal of the Franklin Institute*, 2020, 357(11): 7229 – 7265.
- [18] MALARKODI A, LATHA G, SRINIVASAN S. Passive time reversal acoustics for horizontal shallow water acoustic communication to mitigate the effect of intersymbol interference[J]. *Applied Acoustics*, 2021, 174: 107783.
- [19] QIAO G, LIU Y F, ZHOU F, et al. Deep learning-based many spread spectrum communication system in shallow water acoustic channel[J]. *Applied Acoustics*, 2022, 192: 108742.
- [20] JENSEN F B, KUPERMAN W A, PORTER M B, et al. *Computational ocean acoustics* [M]. 2nd ed. New York Dordrecht Heidelberg London: Springer, 2011.
- [21] WANG X, KHAZAIE S, MARGHERI L, et al. Shallow water sound source localization using the iterative beamforming method in an image framework [J]. *Journal of Sound and Vibration*, 2017, 395: 354 – 370.
- [22] LIN Y T, COLLIS J M, DUDA T F. A three-dimensional parabolic equation model of sound propagation using higher-order operator splitting and Padé approximants [J]. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 2012, 132(5): EL364-EL370.
- [23] TU H W, WANG Y X, LIU W, et al. Application of a spectral method to simulate quasi-three-dimensional underwater acoustic fields [J]. *Journal of Sound and Vibration*, 2023, 545: 117421.
- [24] PRESS F, EWING M. Propagation of explosive sound in a liquid layer overlying a semi-infinite elastic solid [J]. *Geophysics*, 1950, 15(3): 395 – 492.
- [25] 窦雨芮, 周其斗, 纪刚, 等. 声速剖面主导的浅海声传播最佳深度规律研究[J]. *中国舰船研究*, 2020, 15(5): 102 – 113.
- DOU Y R, ZHOU Q D, JI G, et al. Study on the influence of sound speed profiles on the optimum depth of shallow water acoustic propagation[J]. *Chinese Journal of Ship Research*, 2020, 15(5): 102 – 113. (in Chinese)
- [26] 张士钊, 朴胜春. 倾斜弹性海底条件下浅海声场的简正波相干耦合特性分析[J]. *物理学报*, 2021, 70(21): 185 – 204.
- ZHANG S Z, PIAO S C. Coherent mode coupling in shallow water overlaying sloping elastic ocean bottom [J]. *Acta Physica Sinica*, 2021, 70(21): 185 – 204. (in Chinese)
- [27] 孟路稳, 赵德鑫, 张明敏. 浅海中声源激发的波场成分及特性分析 [J]. *电子与信息学报*, 2021, 43(3): 788 – 795.
- MENG L W, ZHAO D X, ZHANG M M. Analysis of wave field composition and characteristics in shallow sea [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2021, 43(3): 788 – 795. (in Chinese)
- [28] TANG J, PETROV P S, PIAO S C, et al. On the method of source images for the wedge problem solution in ocean acoustics; some corrections and appendices [J]. *Acoustical Physics*, 2018, 64(2): 225 – 236.
- [29] DEANE G B, BUCKINGHAM M J. An analysis of the three-dimensional sound field in a penetrable wedge with a stratified fluid or elastic basement [J]. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 1993, 93(3): 1319 – 1328.
- [30] DUAN J X, ZHANG L, SUN X H, et al. An equivalent source CVIS method and its application in predicting structural vibration and acoustic radiation in ocean acoustic channel [J]. *Ocean Engineering*, 2021, 222: 108570.
- [31] PEKERIS C L. Theory of propagation of explosive sound in shallow water [J]. *Geological Society of America Memoirs*, 1948, 27: 1 – 116.