

# 水声宽带信号波形预报技术研究

唐 帅, 笪良龙, 谢 骏

(海军潜艇学院, 山东 青岛 266071)

**摘要:** 为了实现远程水下目标微弱信号检测, 掌握远程传输后信号波形的特征, 水声宽带信号波形预报技术是研究水下信号精细化特征研究的重要突破口之一。针对宽带信号, 采用波束位移射线简正波(BDRM)频域合成波形预报算法和 BELLHOP 射线时域波形预报算法, 获得宽带信号远程波形预报模型, 并在浅海负跃层和深海声道两种典型海洋环境下, 利用上述两种宽带波形预报算法, 仿真计算了宽带信号远程波形, 比较了两种波形预报算法精度。结果表明, 在一定条件下, 两种模型具有同等计算精度, 可满足不同条件下的信号波形预报需求。

**关键词:** 声传播; 波形仿真; 宽带传播模型; 水声环境效应

中图分类号: TP301.6 文献标识码: A 文章编号: 1000-3096(2012)11-0067-06

随着精细化水下声信息特征的需求日趋增加, 宽带波形预报已成为信号级仿真的核心研究内容, 为了更深入地研究水声信道对信号传输以及水声装备探测性能的影响, 传统的从能量损失角度考虑的方法显然已经无法满足研究需求。

长期以来, 水声信道的建模和仿真主要是针对低频、相对带宽较窄的信号进行研究, 缺乏对宽带水声信道的建模和仿真研究, 更缺乏能够满足波形快速预报需求的宽带水声信道模型。水声传播建模通常是从频域波动方程出发, 求解特定条件下的声压场。研究海洋宽带信号的传播波形仿真问题, 首先需要进行宽带传播模型的研究。宽带传播模型主要分为频域方法和时域方法两大类<sup>[1]</sup>, 如图 1 所示。

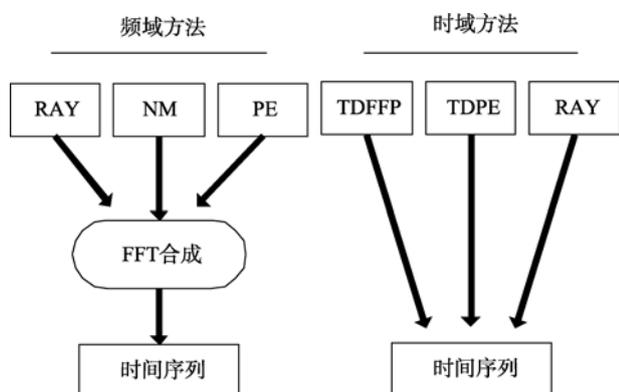


图 1 宽带传播模型

Fig. 1 Schematic of two approaches to broadband modeling

一般说来, 海洋信道是时变、空变的随机信道, 但是当观察或处理时间不是过分长时, 海洋信道可以作为时不变信道, 本文就是基于此假设, 开展宽带信号波形预报研究。本文分析了宽带传播模型的基本原理和实现技术, 研究了基于波束位移射线简正波(BDRM)的频域傅立叶合成波形预报算法和基于 BELLHOP 射线模型的时域波形预报算法, 并针对典型环境条件, 进行了宽带波形仿真分析, 并对模型的适用性进行了讨论。

## 1 宽带传播模型

### 1.1 频域宽带传播模型

宽带信号的传播波形仿真可根据下式得到:

$$\begin{aligned}
 p(r, z, t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} P(r, z, \omega) e^{-i\omega t} d\omega \\
 &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) H(r, z, \omega) e^{-i\omega t} d\omega \quad (1)
 \end{aligned}$$

$p(r, z, t)$ 是接收点 $(r, z)$ 时刻接收到的信号波形,  $p(r, z, \omega)$ 是其频谱。  $S(\omega)$ 是信号源的频谱, 其时域波形为  $s(t)$ ,  $H(r, z, \omega)$ 是频域海洋信道传输函数, 可采用任何一种频域传播模型得到, BDRM 理论是一种十分有效的声场计算方法<sup>[2-3]</sup>, 具有较高的精度, 较

收稿日期: 2011-05-29; 修回日期: 2012-09-11

基金项目: 国家 973 计划项目(6131221)

作者简介: 唐帅(1984-), 男, 山东青岛人, 博士研究生, 研究方向为水声环境效应, E-mail: etang123@163.com

快的计算速度, 所以本文仿真分析中是基于 BDRM 理论实现频域宽带建模。

在实际仿真过程中需要注意以下问题。实际信号源信号  $s(t)$  是带限信号, 即

$$S(\omega) = 0, \quad |\omega| > \omega_{\max} \quad (2)$$

因此(1)式变为:

$$\begin{aligned} p(r, z, t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_{\max}}^{\omega_{\max}} P(r, z, \omega) e^{-i\omega t} d\omega \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_{\max}}^{\omega_{\max}} S(\omega) H(r, z, \omega) e^{-i\omega t} d\omega \end{aligned} \quad (3)$$

从(3)式可以看出, 该式右边在实际计算中需要对信道传输信号的频谱进行截断。这个截断相当于在时域用某个核函数去卷积信号源波形, 这必然扭曲信号并导致相位截断。为了改善结果, 需要使用 Hanning 窗去改善信号的突变。在频域我们采用 Hanning 窗与信号频谱相乘。Hanning 窗定义如下。

$$W_H\left(\frac{\omega}{\omega_{\max}}\right) = \begin{cases} \frac{1}{2} \left[ 1 + \cos\left(\frac{\omega\pi}{\omega_{\max}}\right) \right], & |\omega| \leq \omega_{\max} \\ 0, & |\omega| > \omega_{\max} \end{cases} \quad (4)$$

另外, 在实际计算中, (3)式右边需要采用快速傅立叶变换实现, 也就是说, 在频域需要进行离散处理。根据数字信号处理的知识, 我们知道频域离散会造成时域信号的周期性延拓。因此(3)式右边离散化处理后, 得到的不是  $p(r, z, t)$ , 而是

$\sum_{n=-\infty}^{\infty} p(r, z, t+nT)$ , 其中  $T = \frac{2\pi}{\Delta\omega}$ ,  $\Delta\omega$  为频域采样周期。因此有,

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} p(r, z, t+nT) = \frac{\Delta\omega}{2\pi} \sum_{l=-((N/2)-1)}^{(N/2)-1} P(r, z, \omega_l) e^{-i\omega_l t} \quad (5)$$

其中,  $l = -((N/2)-1), \dots, -1, 0, 1, \dots, (N/2)-1$ ,  $\omega_l = l\Delta\omega$ 。上述结果也可根据 Poisson 求和公式直接给出。

现在对(5)式进一步进行时域离散处理, 对(5)式两边同时乘上脉冲采样函数, 得到

$$\begin{aligned} &\sum_{n=-\infty}^{\infty} p(r, z, t_j + nT) \\ &= \frac{\Delta\omega}{2\pi} \sum_{l=-((N/2)-1)}^{(N/2)-1} P(r, z, \omega_l) e^{-i\omega_l t} \delta(t - t_j) \\ &= \frac{\Delta\omega}{2\pi} \sum_{l=-((N/2)-1)}^{(N/2)-1} P(r, z, \omega_l) e^{-i\omega_l t} \delta(t - t_{\min} - j\Delta t) \end{aligned} \quad (6)$$

其中,  $\sum_{n=-\infty}^{\infty} p(r, z, t+nT) \delta(t - t_j) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} p(r, z, t_j + nT)$ ,

$t_j = t_{\min} + j\Delta t$ ,  $j = 0, 1, \dots, N-1$ ,  $\Delta t$  为时域采样周期。 $t_{\min}$  为信号起始时刻。

$$\begin{aligned} &\sum_{n=-\infty}^{\infty} p(r, z, t_j + nT) \\ &= \frac{\Delta\omega}{2\pi} \sum_{l=-((N/2)-1)}^{(N/2)-1} P(r, z, \omega_l) e^{-i\omega_l(t_{\min} + j\Delta t)} \\ &= \frac{\Delta\omega}{2\pi} \sum_{l=-((N/2)-1)}^{(N/2)-1} P(r, z, \omega_l) e^{-i\omega_l t_{\min}} e^{-i\omega_l j\Delta t} \\ &= \frac{\Delta\omega}{2\pi} \sum_{l=-((N/2)-1)}^{(N/2)-1} P(r, z, \omega_l) e^{-i\omega_l t_{\min}} e^{-il\Delta\omega j\Delta t} \end{aligned} \quad (7)$$

$\Delta\omega = \frac{2\pi}{T}$ , 故有  $\Delta\omega\Delta t = \frac{2\pi}{N}$ , 因此

$$\begin{aligned} &\sum_{n=-\infty}^{\infty} p(r, z, t_j + nT) \\ &= \frac{\Delta\omega}{2\pi} \sum_{l=-((N/2)-1)}^{(N/2)-1} P(r, z, \omega_l) e^{-i\omega_l t_{\min}} e^{-i\frac{2\pi}{N}lj} \end{aligned} \quad (8)$$

接收信号为:

$$\begin{aligned} &p(r, z, t_j) \\ &= \frac{\Delta\omega}{2\pi} \sum_{l=-((N/2)-1)}^{(N/2)-1} P(r, z, \omega_l) e^{-i\omega_l t_{\min}} e^{-i\frac{2\pi}{N}lj} \\ &\sum_{n \neq 0} p(r, z, t_j + nT) \end{aligned} \quad (9)$$

如果频域采样间隔远大于最低频率, 低频信号存在, 时间信号将产生混叠。为了避免混淆, 需要频率采样间隔非常小, 频率采样点变多, 计算  $H(r, z, \omega)$  花费时间变大。

## 1.2 时域宽带传播模型

时域宽带传播模型这里主要介绍射线模型的基本原理<sup>[4-5]</sup>。设单个本征声线所作贡献的单频表达式, 即

$$H(l, \omega) = A(l) e^{i\omega\tau(l)} \quad (10)$$

式中  $A(l)$  是由声线管横截面积决定的幅度,  $\tau(l)$  使沿声线路径的相位延迟:

$$\tau(l) = \int_0^l \frac{1}{c(l')} dl' \quad (11)$$

进一步假设损失与频率无关, 因而幅度项  $A(l)$  也与频率无关。对于中心频率为  $f_0$  的窄谱声源, 我们可以根据对频率  $f_0$  得到的损失来计算  $A(l)$ 。另一方面, 如果损失与频率有简单关系, 只要微小的修改就可以继续进行下面的推导。

如前所述, 时域解可以通过傅立叶合成得到, 即

$$p(l, t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega)H(l, \omega)e^{-i\omega t} d\omega \quad (12)$$

式中  $S(\omega)$  是声源的谱。代入  $H(l, \omega)$  的声线表达式得

$$p(l, t) = A(l) \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega)e^{-i\omega[t-\tau(l)]} d\omega \quad (13)$$

也就是

$$p[l, t + \tau(l)] = A(l) \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega)e^{-i\omega t} d\omega \quad (14)$$

若把谱积分看成是逆傅立叶变换, 故有

$$p[l, t + \tau(l)] = A(l)s(t) \quad (15)$$

不失一般性, 上式可写成如下形式

$$p(l, t) = A(l)s[t - \tau(l)] \quad (16)$$

显然, 某号声线的接收信号就是声源信号波形按幅度按照  $A(l)$  加权, 并伴有  $\tau(l)$  延迟的结果。因此有

$$p(t) = \sum_{l=1}^N A(l)s[t - \tau(l)] \quad (17)$$

如果声源为  $\delta$  脉冲, 上式变为

$$p(t) = h(t) = \sum_{l=1}^N A(l)\delta[t - \tau(l)] \quad (18)$$

上式即为水声信道的系统响应函数,  $N$  为有效声线的个数。对其求傅立叶变换得到:

$$H(\omega) = \sum_{l=1}^N A(l)e^{-i\omega\tau(l)} \quad (19)$$

从射线声学的角度, 根据(18)式水声信道信号处理系统的结构可用图 2 表示。

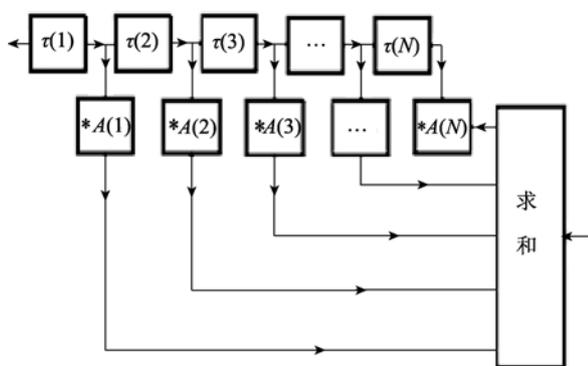


图 2 基于射线的水声信道传输系统结构图

Fig. 2 Underwater acoustic channel transmission system on the basis of ray model

根据数字信号处理知识可知, 图中对脉冲信号

进行延迟、加权和求和过程是典型的时域数字滤波器设计过程<sup>[6]</sup>, 而且这种延迟求和会导致系统频域幅度响应函数呈现“梳状滤波器”形状, 实际上水声信道响应函数的确是呈现“梳状滤波器”结构的<sup>[1]</sup>。这主要由于本征声线掠射角是离散的, 在一个连续的时空中, 声传输过程被表征成了离散化的数字系统。

## 2 数值结果分析

### 2.1 典型浅海环境宽带波形仿真结果分析

图 3 给出了典型浅海负跃层环境, 海深 75 m, 表面等温层厚度 13 m, 声速为 1 536 m/s, 负跃层厚度 14 m, 声速从 1 536 m/s 线性减小至 1 480 m/s, 温跃层下是一个等温层, 声速为 1 480 m/s, 海底模型采用均匀海底, 海底参数为: 声速为 1 628 m/s, 密度为 1.6 g/cm<sup>3</sup>, 吸收系数为 1.09dB/λ。

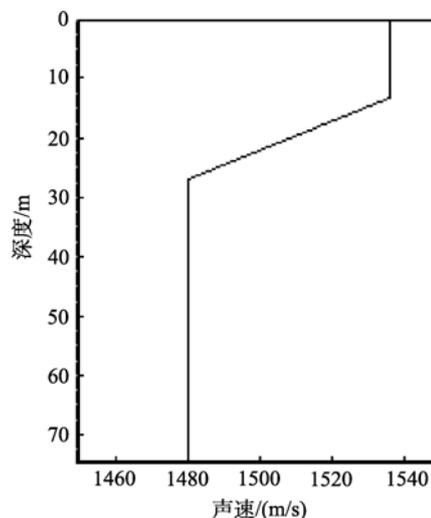


图 3 典型浅海负跃层环境

Fig. 3 Typical shallow water environment with a negative thermocline

图 4 是在图 3 所示环境条件下 BDRM 与 BELLHOP 仿真实接收波形比较图, 声源深度 25 m, 接收深度 20 m, 图 4(a)是中心频率 50 Hz 的脉冲声源信号及频谱; 图 4(b)是 30 km 处接收波形, BDRM 与 BELLHOP 仿真实接收波形相关系数为 80.3%。从图 4(b)中可以看出, 两模型预报波形主要在第二个波包后沿差异较大, 前沿主要是高频的贡献, 后沿更多是低频的贡献, BELLHOP 对较低频率声线的预报有较大误差; 为进一步验证这一想法, 将信号中心频率调整到 150 Hz, 宽带 50 Hz, 接收波形仿真结果如图 4(c)所示, BDRM 与 BELLHOP 仿真实接收波形相关系

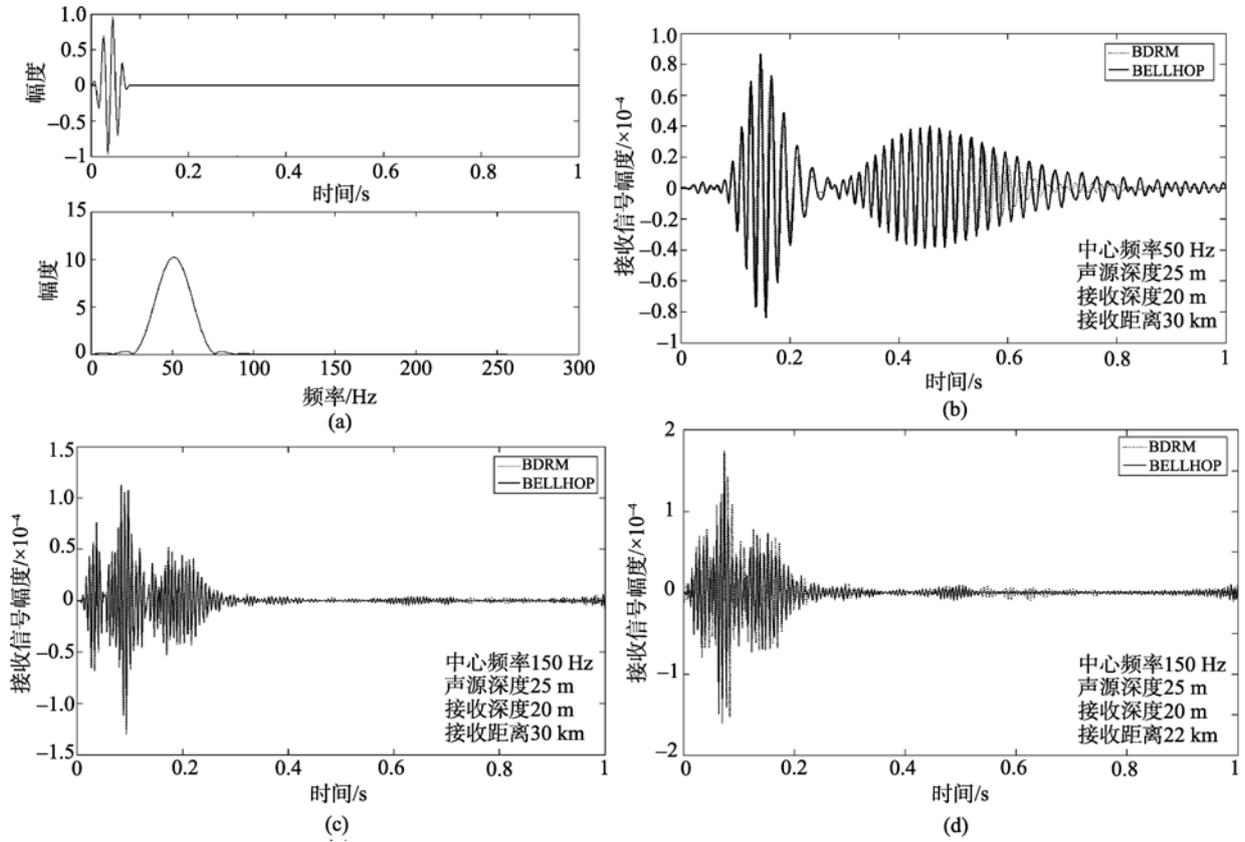


图4 BELLHOP与BDRM浅海预报接收波形对比

Fig. 4 Shallow water forecast waveform received contrast BDRM with BELLHOP

数为高达99%；图4(d)是距离为22 km时的仿真结果，接收波形相关系数为86.4%，相关系数变小的原因是两模型计算时延误差引起的。

## 2.2 典型深海环境宽带波形仿真结果分析

图5是典型深海声速剖面，该波导的声道轴位于1400 m，声速为1500.1 m/s，海面下声速为1548.5 m/s，海深5000 m处的声速为1551.9 m/s。海底模型与浅海模型相同。

图6是在图5所示深海声道环境下，声源信号为 $\delta$ 脉冲经过100~1000 Hz带宽的8阶Butterworth滤波后的信号，声源深度200m，接收距离分别为25,50和100 km时，不同接收深度上BDRM与BELLHOP仿真接收波形比较图，两模型预报结果相关系数不低于95%，预报结果吻合较好。

通过上述两种不同海洋环境中预报波形比对发现，在一定条件下，两种模型具有同等的预报精度，均给出了稳定的梳状多途结构，而且在深海会聚区内，同样得到了较好的预报精度。由于射线模型通过一次计算就能得到所有本征声线的幅度和延迟，能

够很方便快速的构造出信道传输函数，相对于简正波模型来说，更适用于高频深海宽带信道的仿真问题；利用频域方法建模，频带宽度较大时，计算时间较长，无法满足仿真平台快速预报的要求，在工程

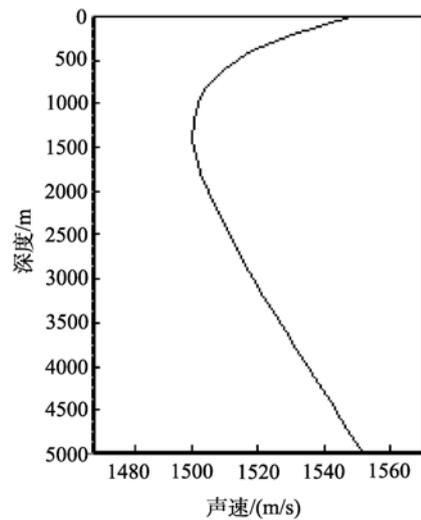


图5 典型深海声道环境

Fig. 5 Typical deep-sound channel environment

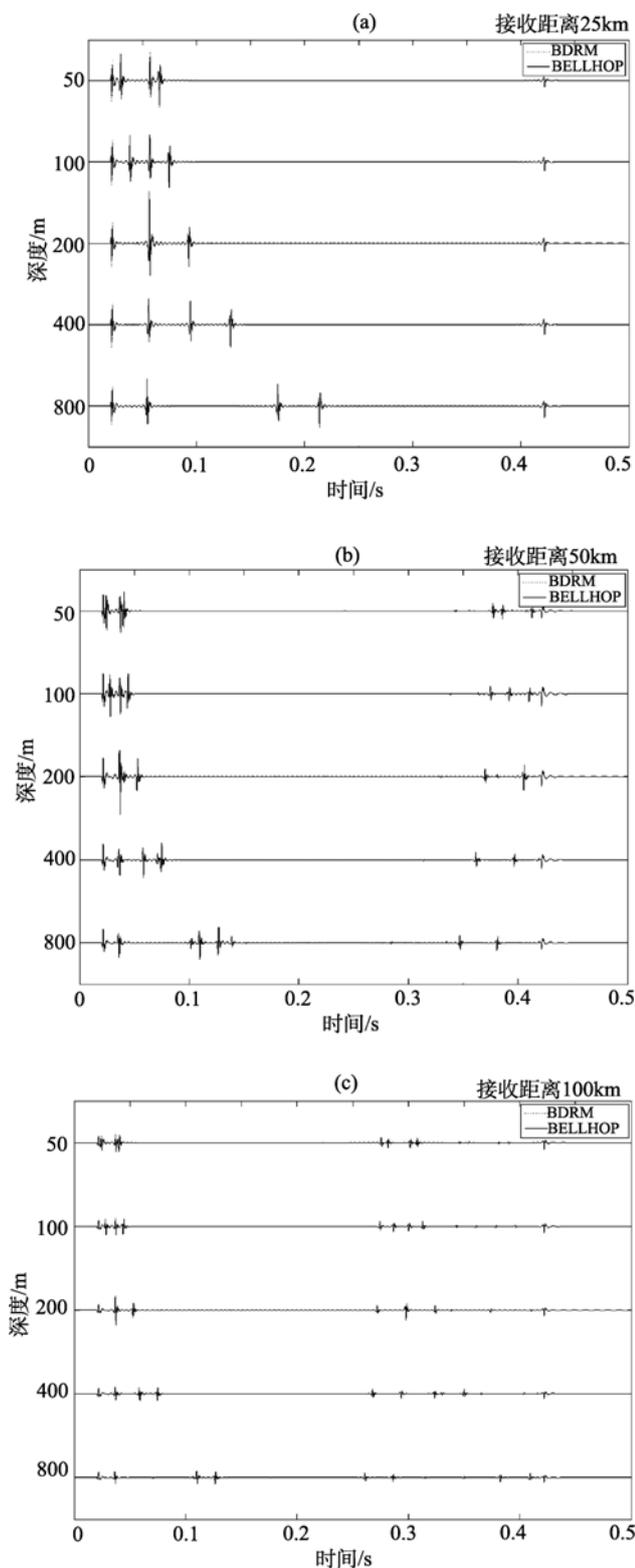


图 6 BELLHOP 与 BDRM 深海预报接收波形对比  
 Fig. 6 Deep water forecast waveform received contrast BDRM with BELLHOP

实现过程中可采用频域近似展开方法<sup>[7]</sup>, 实现本征值和本征函数的快速计算, 从计算过程角度实现了模型优化, 同时, 从宽带模型的计算实现出发, 将串行宽带模型并行化, 通过高性能并行计算平台进行计算, 也可实现快速求解频域宽带模型的目的。

### 3 结论

本文分析了宽带传播模型的基本原理和实现技术, 研究了基于 BDRM 简正波模型的频域傅立叶合成波形预报算法和基于 BELLHOP 射线模型的时域波形预报算法, 并针对典型环境条件, 进行了仿真分析对比, 通过对比发现, 在一定条件下, 两种模型具有同等计算精度, 可满足不同条件下的信号波形预报需求, 为深入研究水声信道对信号传输以及水声装备探测性能的影响提供了有效途径。

参考文献:

- [1] Paul C E. 水声建模与仿真[M]. 蔡志敏, 宋昕, 姚万军, 等译. 北京: 电子工业出版社, 2005: 34.
- [2] 张林. 波束位移射线简正波理论在双轴海洋声道中的应用[J]. 声学技术, 2005, 3: 167-169.
- [3] 张林. 基于 BDRM 理论的深海声场快速预报研究[J]. 应用声学, 2007, 4: 239-243.
- [4] Thorsos E I, Henyey F S, Williams K L. Simulation of temporal and spatial variability in shallow water propagation[D]. University of Washington, 2002: 337-344.
- [5] 李永平, 毛卫宁. 基于分层海洋射线传播模型的接收信号仿真[J]. 声学与电子工程, 2003, 1: 12-14.
- [6] Ulrich K. 信号处理的交互式多媒体教程[M]. 李秀梅, 肖泳, 毕国安译. 北京: 清华大学出版社, 2008: 263-267.
- [7] 唐帅, 笪良龙, 谢骏. 负跃层浅海中宽带声场预报的快速算法[J]. 声学技术, 2009, 增刊: 1-3.

## Research on underwater broad-band signal prediction

TANG Shuai, DA Liang-long, XIE Jun

(Naval Submarine Academy, Qingdao 266071, China)

**Received:** May, 29, 2011

**Key words:** acoustic propagation; waveform simulation; broadband propagation model; underwater acoustic environmental effect

**Abstract:** Because taking signal characteristic for detection about long-distance underwater weak signal, research for acoustic signal and ocean channel transfer characteristic were matched closely. Research on underwater broad-band signal prediction techniques was one of the important breakthrough in the study of refinement characteristics of underwater signal. The paper aims at broadband signal, making use of beam displacement ray mode(BDRM) frequency domain synthetic waveform algorithm and BELLHOP ray time domain waveform algorithm building broadband signal long-distance waveform prediction model. Under typical ocean environment including shallow water with a thermocline and deep sound channel, it took advantage of two kinds of broadband waveform predict algorithm mentioned above, simulating long-distance broadband signal waveform and comparing algorithm predict precision. It pointed out that on certain conditions, the two models have the same calculation accuracy, and can meet the needs of a signal waveform forecast under different conditions.

(本文编辑: 刘珊珊)