

SOC 水声信道模型及其计算方法研究

吴 鹏¹ 周 杰^{1,2} 陈姜高路¹

(南京信息工程大学电子与信息工程学院 南京 210044)¹ (日本国立新潟大学工学部 新潟 950-2181)²

摘 要 对水下声波通信环境中的无线传播信道直达与非直达环境进行研究,引入几何参考模型,设计出相关模型。假设在三维水下空间的一个二维竖直横截面上均匀分布着数量无限的散射体,文中推导了水声信号到达角的概率密度函数、时间自相关函数以及多普勒功率谱密度的表达式,并分析了其几项主要参数对信道统计特性的影响。文中根据假设的参考模型提出了 SOC(Sum of Cisoids) 水声信道模型,以及所需参数的两种有效计算方法,并对二者的性能进行了比较。该研究拓宽了水下无线信道建模的研究方向,并且很大程度地减少了数值计算开支,降低了模型的设计与仿真的复杂度。

关键词 水声信道,几何信道模型,功率谱密度,自相关函数,概率密度函数

中图分类号 TN911.6 文献标识码 A DOI 10.11896/j.issn.1002-137X.2018.08.017

Research on Underwater Acoustic Channel Model and Its Calculation Method Based on SOC

WU Peng¹ ZHOU Jie^{1,2} CHENG Jiang-gao-lu¹

(School of Electronics & Information Engineering, Nanjing University of Information Science and Technology, Nanjing 210044, China)¹

(Department of Engineering, Niigata University, Niigata 950-2181, Japan)²

Abstract In this paper, the line-of-sight and no-line-of-sight environment of wireless communication channel in underwater acoustic communication environment was studied. A geometric reference model was introduced and related models were designed. Assuming that an unlimited number of scatterers are uniformly distributed on a two-dimensional vertical cross section in 3D underwater space, this paper deduced the signal arriving time probability density function, time autocorrelation function and the expression of Doppler power spectral density, and analyzed the influence of several main parameters on the channel statistics. According to the assumed reference model, the Sum of Cisoids (SOC) underwater acoustic channel model and two effective calculation methods for the required parameters were proposed, and their performance was compared. The research broadens the research direction of underwater wireless channel modeling, greatly reduces the computational cost, and reduces the complexity of design and simulation of model.

Keywords Underwater acoustic channel, Geometric channel model, Power spectral density, Autocorrelation function, Probability density function

1 引言

近年来,水声信道(Underwater Acoustic, UWA)通信系统由于在海洋地理学方面(包括海洋探索^[1]、水下机器人^[2]、海岸石油开采^[3]以及污染监控^[4]等)得到广泛应用而被多个科学领域研究。在中长范围的水下通信活动中,由于电磁波和激光在水下的损耗率很高,因此多数采用声信号传播信息^[5-10]。可用波动方程来描述声信号在水下的传播,但通过求解一个波动方程来建立一个合适的传播模型是非常困难的^[9]。为了回避这个问题,通常在水下采用射线追踪的方法来近似模拟声信号的传播方式^[6],这种方法常被用于随机信

道的建模。射线在传播时与附近散射体发生相互作用,可根据衍射理论检测其所经过的每一条路径来获取该路径的信息,但这种方法建立的模型的准确性极大地依赖于传播环境的几何结构及散射体的分布情况,且会产生巨大的计算开销^[11-13]。已有研究人员提出了很多 UWA 通信系统建立几何模型的假设,如 Naderi 等建立的 UWA 模型基于散射体在海面和海底等距分布的假设,与参考模型取得了较好的吻合^[5]。有研究人员^[5-9]采用了图片投影的方法来计算声波在发送端和接收端之间传播距离的总长度,这种方法在文献[12]中首次被提出。如果假设传播环境不规则或散射体分布不均匀,如文献[6]假设海底以一定坡度下降且宏散射体在海面和海

到稿日期:2017-09-15 返修日期:2018-02-12 本文受国家自然科学基金面上项目(61471153,61771248),江苏省高校自然科学基金重大项目(14KJA510001),江苏省信息与通信工程优势学科建设项目资助。

吴 鹏(1994—),男,硕士生,主要研究方向为无线通信信号处理、无线传感网,E-mail:wupeng@nuist.edu.cn;周 杰(1964—),男,教授,博士生导师,主要研究方向为移动通信理论、无线传感网和无线接入网等,E-mail:zhoujienuist@139.com(通信作者);陈姜高路(1993—),男,硕士生,主要研究方向为无线通信信号处理、无线传感网。

底随机分布,在这种情况下,理论分析会变得极其复杂且不能得到闭合的数学解析式^[14-21]。因此,在上述所有的文献中,相关信道模型的建立都是通过将确定性射线追踪概念与统计的方法相结合来计算传播环境的随机特性,并且都是假设散射体具有在研究环境中服从均匀分布的特性。研究人员^[22-26]已经进行了一系列的实验研究来探索水声信道模型信道增益的概率密度函数(Probability Density Function, PDF)以及相应的参数计算方法,而这些方法都存在在一个共同的问题:不能获得理论闭合表达式,未考虑对称和非对称两种情况,并且参数的计算量较大,导致建立模型时存在不必要的开销。

SOC 方法是一种高效的建模方法,其原理是随机选取一定数量的传播路径,通过累加求和的方法来对信号在信道中的散射分量进行建模,能够很大程度地减少系统设计的成本和所需要耗费的模拟时间。利用 SOC 方法对研究环境建立仿真模型是非常高效的,如 Gutierrez 等基于 SOC 原则对典型瑞利衰落的无线传播环境建立仿真模型,并达到了理想的效果,减少了大量的计算开销^[7]。SOC 仿真原则也可用于信号接收端和移动端都是非固定的情况,如 Beygi 等建立的 SOC 仿真模型用于模拟公路上车辆之间的移动信道^[8]。因此,本文分别针对对称与非对称的水下传播环境,提出了一种新的建立模型的方法,根据相应的参考模型提出 SOC 信道仿真模型,应用等面积几何算法(Generalized Method of Equal Areas, GMEA)^[21]以及黎曼和方法(Basic Riemann Sum Method, BRSM)^[22]计算 SOC 信道仿真模型的相关参数,并将这两种参数计算方法做比较。仿真结果表明, SOC 信道仿真模型的统计特性与参考模型能够取得较理想的匹配,并且 GMEA 和 BRSM 这两种方法能够高效地计算 SOC 水声信道仿真模型参数,且从时间自相关函数(Autocorrelation Function, ACF)角度分析, BRSM 的性能优于 GMEA。

2 水下环境的几何散射模型

如图 1 所示,在三维水下环境中取一个二维(Two Dimension, 2D)竖直横截面, A 和 B 分别代表此 2D 矩形竖直横截面的长和宽。发送端 T_x 和接收端 R_x 被放置在任意位置,图中 2D 竖直横截面的中心为横轴坐标原点,接收端 R_x 沿着 X 轴方向移动。在图 1 所示的海洋环境水声信道模型中,假设所有散射体在矩形散射区域内呈均匀分布。为了能够获得信道的各项理论参数,本文首先对散射体和接收端 R_x 与发送端 T_x 的天线特征做出以下假设^[25-27]:非直达(No-Line-of Sight, NLOS)分量的水声信号传播以图 1 所示的水下矩形散射区域内分布的散射体上的单次反射为主,在矩形散射区域内,每个散射体(即图中的黑色实心圆点)都产生一条声波反射路径,且反射的概率恒等于常数 1。发送端 T_x 反射的声波信号经过每个散射体的单次反射到达接收端 R_x 。

假设图 1 中的每个散射体为全向辐射元件,且都具有相同的反射系数,不产生反射损耗。在理论计算中,假设水声信号不受图 1 中矩形散射区域以外的散射体的影响。在估计来波信号的空时信道参数时,假设发送端 T_x 和接收端 R_x 的天线均为全向天线。如果设计为有向天线,图 1 所示的散射区域就会随天线方向图的变化而变化。

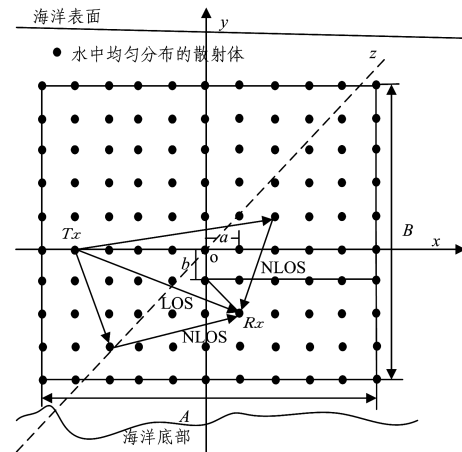


图 1 由无数散射体均匀分布在 2D 竖直横截面上的水下集合散射模型

Fig. 1 Scattering model of underwater ensemble with uniform scattering from numerous scatters on 2D vertical cross section

图 1 中的黑点代表海洋水下竖直横截面上散射体的位置,在实际的水下环境中,散射体的位置和数目在不同传播场景中是不同的。为了保证提出的水下声信道模型可以被应用于各种水下传播场景,本文综合考虑了多种可能情况,提出了一般水下几何参考模型。假设在该模型中有无数的散射体均匀分布在水下三维空间的 2D 竖直横截面上;同时因为该模型仅作为一个非变形的几何信道模型,所以根据散射体不同的分布情况可以得到不同的信道仿真模型。

3 水下参考信道模型及其统计特性的分析

3.1 参考信道模型

本文综合考虑发送端 T_x 和接收端 R_x 的直达(Line-Of-Sight, LOS)部分传播情况,通过式(1)对信道进行建模:

$$n_p(t) = n(t) + m_p(t) \quad (1)$$

其中, $n(t)$ 为信号散射分量的和, $m_p(t)$ 表示 LOS 部分信号分量。这里, LOS 信号分量可以通过一个事变确定性过程进行如下表示:

$$m_p(t) = \rho e^{j(2\pi f_p t + \phi_p)} \quad (2)$$

其中,参数 ρ , f_p 和 ϕ_p 分别为 LOS 信号的信道增益、多普勒频率和相位。扩散分量 $n(t)$ 表示数量无限的散射体平面波的总和,通过一个复杂高斯随机过程来表示。本文假设 $n(t)$ 的虚部和实部都是均值等于 0 的高斯过程,且两者的方差都是 $\sigma_n^2/2$ 。 $n_p(t)$ 服从莱斯分布,其绝对值表示为 $\zeta(t) = |n_p(t)|$ 。在 NLOS 情况下 $\rho=0$, 包络概率相关函数 $p_\zeta(z)$ 遵循瑞利衰减分布。 $n_p(t)$ 的平均功率恒定不变,并且满足等式 $\sigma_{n_p}^2 = \sigma_p^2 + \rho^2$ 。

3.2 到达角的概率密度函数

本文假设海洋水下横截面上所有散射体的位置在坐标轴中用 (x, y) 表示,并假设接收端 R_x 的位置为 (a, b) 。如图 1 所示,到达角(Angle of Arrival, AOA)的 PDF 可以表示为:

$$\theta = \begin{cases} \arctan \frac{y-b}{x-a}, & x > a \\ \pi + \arctan \frac{y-b}{x-a}, & x < a, y < b \\ -\pi + \arctan \frac{y-b}{x-a}, & x < a, y > b \end{cases} \quad (3)$$

为了便于分析和讨论,本文将坐标轴的坐标原点放置到接收端 R_x 的位置上,转换后的几何模型的新坐标轴如图 2 所示,变换后的坐标轴中 $x' = x - a, y' = y - a$ 。由于发送端对参考模型的统计特性无影响,因此图 2 中没有标出发送端 T_x 的位置。

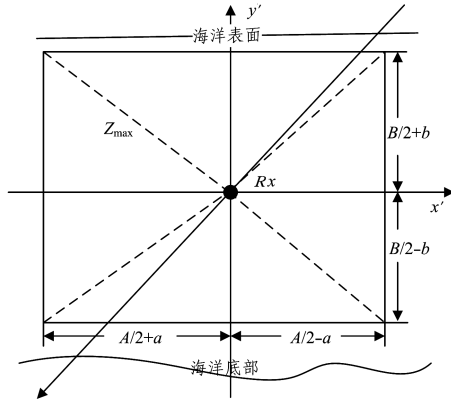


图 2 坐标轴变换后的水下几何信道模型($a > 0, b > 0$)

Fig. 2 Underwater geometric channel model after coordinate transformation($a > 0, b > 0$)

AOA θ 的变换如下:

$$\theta = \begin{cases} \arctan \frac{y'}{x'}, & x > 0 \\ \pi + \arctan \frac{y'}{x'}, & x < 0, y < 0 \\ -\pi + \arctan \frac{y'}{x'}, & x < 0, y > 0 \end{cases} \quad (4)$$

如 3.1 节所述,散射体均匀分布在三维水下环境的一个 2D 竖直横截面上,因此随机变量 $x' = x - a$ 均匀分布在区间 $[-\frac{A}{2} - a, \frac{A}{2} - a]$ 上,同 x 轴的坐标关系一样, $y' = y - b$ 均匀分布在区间 $[-\frac{B}{2} - b, \frac{B}{2} - b]$ 上,分别用 $p_{x'}(x')$ 和 $p_{y'}(y')$ 表示 x' 和 y' 的 PDF,如式(5)所示:

$$p_{x'}(x') = \frac{1}{A}, p_{y'}(y') = \frac{1}{B} \quad (5)$$

假设变量 x' 和 y' 在统计特性上是相互独立的,那么 x' 和 y' 的联合 PDF 为两者 PDF 的乘积:

$$p_{x',y'}(x',y') = p_{x'}(x') \cdot p_{y'}(y') = \frac{1}{AB} \quad (6)$$

若将笛卡尔坐标系 (x', y') 转变为极坐标系 (z, θ) , 其中 $z = \sqrt{x'^2 + y'^2}$, z 为接收端 R_x 到矩形水下区域边缘的距离,

则 AOA $\theta = \arg(\frac{y'}{x'})$, 同时联合 PDF 如式(7)所示:

$$p_{z,\theta}(z,\theta) = \frac{z}{AB} \quad (7)$$

通过联合 PDF $p_{z,\theta}(z,\theta)$ 对 z 求积分运算,可以得到 AOA 的 PDF 为:

$$p_{\theta} = \frac{z_{\max}^2}{AB} \quad (8)$$

其中, z_{\max} 表示从坐标原点(即接收端的位置)到水下区域边缘的最大距离。运用几何关系计算并推导出 z_{\max} 的表达式。

从图 2 中的虚线可以看出, z_{\max} 与 AOA 的范围有关。考虑到简便性,本文只给出 AOA 的 PDF,如式(9)所示:

$$p_{\theta}(\theta) = \begin{cases} \frac{(A-2a)^2}{8A\cos^2(\theta)}, & -\arctan \frac{B+2b}{A-2a} < \theta \leq \arctan \frac{B-2b}{A-2a} \\ \frac{(B-2b)^2}{8AB\sin^2(\theta)}, & \arctan \frac{B-2b}{A-2a} < \theta \leq \pi - \arctan \frac{B-2b}{A+2a} \\ \frac{(A-2a)^2}{8AB\cos^2(\theta)}, & \pi - \arctan \frac{B-2b}{A+2a} < \theta \leq -\pi + \\ \arctan \frac{B+2b}{A+2a} \text{ 或 } -\pi < \theta \leq -\pi + \\ \arctan \frac{B+2b}{A+2a} \\ \frac{(B+2b)^2}{8AB\sin^2(\theta)}, & -\arctan \frac{B+2b}{A-2a} < \theta \leq \arctan \frac{B-2b}{A-2a} \end{cases} \quad (9)$$

3.3 多普勒功率谱密度

随机过程 $n_{\rho}(t)$ 的多普勒功率谱密度(Power Spectral Density, PSD) $S_{n_{\rho}n_{\rho}}(f)$ 的数学表达式^[32]为:

$$S_{n_{\rho}n_{\rho}}(f) = S_m(f) + \rho^2 \delta(f - f_{\rho}) \quad (10)$$

$S_{n_{\rho}n_{\rho}}(f)$ 包括随机过程 $n_{\rho}(t)$ 的多普勒 PSD $S_m(f)$ 的 LOS 分量加权函数 ($f = f_{\rho}$)。本节的主要任务就是推导多普勒 PSD $S_m(f)$ 的解析方程式,然后根据式(10)推导出 $S_{n_{\rho}n_{\rho}}(f)$ 的公式。AOA θ 也是随机变量,事实证明与 θ 相对应的多普勒频率可由式(11)表示:

$$f = f(\theta) = f_{\max} \cdot \cos(\theta) \quad (11)$$

同样地,该频率也是该信道模型中的一个随机变量,其中 f_{\max} 表示最大多普勒频率。根据随机变量转换的基本定理^[31],多普勒频率 f 的 PDF $p_f(f)$ 可以通过式(12)获得:

$$p_f(f) = \sum_{v=1}^m \frac{p_{\theta}(\theta_v)}{\left| \frac{d}{d\theta} f(\theta) \right|_{\theta=\theta_v}} \quad (12)$$

其中, m 是式(11)在时间间隔为 $[-\pi, \pi]$ 时方程解的个数。如果给定 $f < |f_{\max}|$, 可以在该时间间隔内得出如下两组解:

$$\theta_1 = -\theta_2 = \arccos\left(\frac{f}{f_{\max}}\right) \quad (13)$$

由此可知, $m=2$ 且式(12)中的 PDF 可以用式(14)表示:

$$p_f(f) = \left| \frac{p_{\theta}(\theta_1) + p_{\theta}(\theta_2)}{\sqrt{f_{\max}^2 - f^2}} \right|_{\theta_1 = \theta_2 = \arccos\left(\frac{f}{f_{\max}}\right)} \quad (14)$$

本文假设在参考模型中散射体的数量是无限的,因此散射分量 $n(t)$ 多普勒 PSD $S_m(f)$ 是连续的,无穷小的频率间隔用 df 表示,则平均功率可以表示为 $S_m(f)df$ 。从其他角度看, f 与 $f+df$ 之间的输入功率与 $p_f(f)df$ 是成正比的。因此能够得到如下关系式:

$$S_m(f)df \propto p_f(f)df \quad (15)$$

由以上公式推导可知,散射分量 $n(t)$ 的总功率等于 σ_n^2 , 因此 $\int_{-\infty}^{+\infty} S_m(f)df = \sigma_n^2$, 又根据定理 $\int_{-\infty}^{+\infty} p_f(f)df = 1$, 得到如下等式:

$$S_m(f) = \sigma_n^2 \cdot p_f(f) \quad (16)$$

对式(9),式(14)以及式(16)进行代数换算可获得 $n(t)$ 的多普勒 PSD $S_m(f)$ 的最终结果,即:

$$S_{\mu}(f) = \begin{cases} \frac{(B^2 + 4b^2)\sigma_{\mu}^2 f_{\max}^2}{4AB(f_{\max}^2 - f^2)^{\frac{3}{2}}}, & \frac{(A+2a)f_{\max}}{\sqrt{(A+2a)^2 + (B+2b)^2}} < f \leq \frac{(A-2a)f_{\max}}{\sqrt{(A-2a)^2 + (B+2b)^2}} \\ \frac{(b-2B)^2 f^2 \sigma_{\mu}^2 f_{\max}^2}{8ABf^2 (f_{\max}^2 - f^2)^{\frac{3}{2}}} + \frac{(\pm A - 2a)^2 (f_{\max}^2 - f^2) \sigma_{\mu}^2 f_{\max}^2}{8ABf^2 (f_{\max}^2 - f^2)^{\frac{3}{2}}}, & \frac{(\pm A - 2a)f_{\max}}{\sqrt{(\pm A - 2a)^2 + (B \pm 2b)^2}} < f \leq \frac{(\pm A - 2a)f_{\max}}{\sqrt{(\pm A - 2a)^2 + (B \mp 2b)^2}} \\ \frac{[A - 2(-1)^k a]^2 \sigma_{\mu}^2}{4ABf^2 \sqrt{f_{\max}^2 - f^2}}, & \\ \frac{[A - 2(-1)^k a] f_{\max}}{\sqrt{[A - 2(-1)^k a]^2 + (B - 2b)^2}} < (-1)^k f \leq f_{\max}, k=0,1 & \end{cases} \quad (17)$$

由式(17)可知,当 $f = \pm f_{\max}$ 时, $S_m(f)$ 趋于正无穷。因此可以将式(17)代入式(10),获得 $n_p(t)$ 的多普勒 PSD $S_{n_p n_p}(f)$ 。本文还通过对多普勒 PSD $S_{n_p n_p}(f)$ 进行傅立叶变换,推导出时间 ACF $\gamma_{n_p n_p}(\tau)$, 方程为:

$$\gamma_{n_p n_p}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{n_p n_p}(f) e^{j2\pi f\tau} df \quad (18)$$

再次利用式(10)可以得到时间 ACF $\gamma_{n_p n_p}(\tau)$ 的另一种表达式:

$$\gamma_{n_p n_p}(\tau) = \gamma_m(\tau) + \rho^2 e^{j2\pi f\tau} df \quad (19)$$

其中 $n(t)$ 的时间 ACF 为 $\gamma_m(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{nn}(f) e^{j2\pi f\tau} df$, 可以通过数值求解得到。

4 水下 SOC 信道仿真模型

由于难以在海洋环境的水下通信系统中直接实现参考模型,对于水下无线传输系统的设计及其性能评估而言, SOC^[32] 信道仿真模型的实现代价相对较低,而且通过 SOC 信道仿真模型能够很大程度地减少系统设计的成本和所需要耗费的模拟时间。因此,本文对参考模型采用 SOC 原理设计出一个随机的 SOC 信道模型用于仿真,这种模型通过累加求和的方法来对水声信号在信道中的散射分量 $n(t)$ 进行建模。

SOC 模型的散射分量 $\hat{n}(t)$ 的表达式为:

$$\hat{n}(t) = \sum_{i=1}^I c_i e^{j(2\pi f_i t + \phi_i)} \quad (20)$$

其中, c_i , f_i 和 ϕ_i 分别表示第 i 条传播路径上的信道增益、多

$$g_a(\alpha) = \begin{cases} \frac{(A-2a)^2}{8AB\cos^2(\alpha)}, & |\alpha| \leq \arctan \frac{B-2b}{A-2a} \\ \frac{1}{16AB} \cdot \left[\frac{(A-2a)^2}{\cos^2(\alpha)} + \frac{(B-2a)^2}{\sin^2(\alpha)} \right], & |\alpha| > \arctan \frac{B-2b}{A-2a}, |\alpha| \leq \arctan \frac{B+2b}{A-2a} \\ \frac{B^2+4b^2}{8AB\sin^2(\alpha)}, & |\alpha| > \arctan \frac{B+2b}{A-2a}, |\alpha| \leq \pi - \arctan \frac{B+2b}{A+2a} \\ \frac{1}{16AB} \cdot \left[\frac{(A+2a)^2}{\cos^2(\alpha)} + \frac{(B-2b)^2}{\sin^2(\alpha)} \right], & |\alpha| > \pi - \arctan \frac{B+2b}{A+2a}, |\alpha| \leq \pi - \arctan \frac{B-2b}{A+2a} \\ \frac{(A+2a)}{8AB\cos^2(\alpha)}, & |\alpha| > \pi - \arctan \frac{B-2b}{A+2a}, |\alpha| \leq \pi \end{cases} \quad (26)$$

根据 BRSM 方法,水声信道增益 c_i 和水声信道的多普勒频率 f_i 的表达式分别如式(27)、式(28)所示:

$$c_i = \sigma_n \sqrt{\frac{g_{\theta}(\theta)}{\sum_{i=1}^I g_{\theta}(\theta_i)}} A_a(D_0) \quad (27)$$

$$f_i = f_{\max} \cdot \cos(\theta_i) \quad (28)$$

普勒频率以及相位。对于一个随机信道仿真模型,通常假设信道增益 c_i 和多普勒频率 f_i 都是常量,可以通过数值求解的方法获得其具体数值,计算出的结果能够确保随机信道仿真模型的统计特性与参考模型相对应的统计特性尽可能地接近。假设相位 ϕ_i 是独立同分布随机变量,在区间 $(0, 2\pi]$ 内均匀分布,由以上分析可知本文通过式(21)来表示建立 SOC 信道仿真模型的随机过程:

$$\hat{n}_p(t) = \hat{n}(t) + m_p(t) \quad (21)$$

其中,事变随机过程 $m_p(t)$ 与式(2)中信号的直达分量等价。

随机过程 $\hat{n}_p(t)$ 可以看作一个由相位 ϕ_i 决定的样本函数的组合。在确定相位 ϕ_i 的情况下,可以将其作为均匀分布在 $(0, 2\pi]$ 区间上的随机发生器的结果,由此便可确定 SOC 随机信道的仿真模型,并利用该模型对水下通信系统进行仿真。

4.1 参数计算方法

本文分别采用了等面积几何算法(GMEA)和基本黎曼和方法(BRSM)来计算 SOC 仿真模型的参数 c_i 和 f_i 。根据 GMEA 方法,可以用式(22)表示信道增益 c_i :

$$c_i = \frac{\sigma_{\mu}}{\sqrt{N}} A_a(D_0) \quad (22)$$

其中, $A_a(D_0)$ 表示由于声信号被吸收产生的损耗的系数,表达式为:

$$A_a(d) = 10^{-\frac{\beta d}{2000}} \quad (23)$$

其中,参数 β (单位为 dB/km)为:

$$\beta = 8.68 \times 10^3 \left(\frac{S_a f_T f_c^2 q}{f_T^2 + f_c^2} + \frac{r f_c^2}{f_T} \right) (1 - 6.54 \times 10^{-4} P) \quad (24)$$

其中,系数 $q = 2.34 \times 10^{-6}$, $r = 3.38 \times 10^{-6}$; 符号 S_a 表示海水中的含盐量(千分比); f_c 表示载波频率; f_T 表示弛豫频率, $f_T = 21.9 \times 10^6 e^{-\frac{1520}{T+273}}$; T 表示水温($^{\circ}\text{C}$); P 表示水压(kg/cm^2),并且 $P = 1.01 \times (1 + 0.1h)$; h 表示接收端 Rx 所处水下的深度。根据 $f_i = f_{\max} \cdot \cos(\theta_i)$ 可知多普勒频率 f_i 可以通过 AOA θ_i 来决定,并且需要满足以下等式:

$$\int_0^{\theta_i} g_{\theta}(\theta) d\theta = \frac{1}{2I} \left(i - \frac{1}{2} \right) \quad (25)$$

其中, AOA 的概率分布函数的偶数部分可以表示为: $g_{\theta}(\theta) = [p_{\theta}(\theta) + p_{\theta}(-\theta)]/2$, 根据式(9)对其进行数学转换,可以得到如下表达式:

其中, $A_a(D_0)$ 与上文中的意义以及计算方法相同,不再重复;

$$\theta_i = \pi \left(i - \frac{1}{2} \right) / I.$$

4.2 SOC 信道仿真模型的统计特征

包络 $\zeta = |\hat{n}_p(t)|$ 的 PDF 表达式为^[29]:

$$p_{\zeta}^{\wedge}(z) = (2\pi)^2 z \int_0^{\infty} \left[\prod_{i=1}^I J_0(2\pi |c_i| x) \right] J_0(2\pi z x) J_0(2\pi \rho x) x dx \quad (29)$$

直达信号分量的信道增益、振幅 ρ 以及样本函数的个数 I 是决定信道特性的主要参数, J_0 为零界第一类修正贝塞尔函数。同时可以得到 $\hat{n}_{\rho}(t)$ 的 ACF 的分析表达式为:

$$\gamma_{\hat{n}_{\rho}, \hat{n}_{\rho}}^{\wedge}(\tau) = \sum_{i=1}^I c_i^2 e^{j(2\pi f_i \tau)} + \rho^2 e^{j2\pi f_{\rho} \tau} \quad (30)$$

5 数值结果与分析

本文中选取的水下传输场景是一个海洋环境中三维水下区域的一个 2D 竖直横截面。假定该矩形区域的长度 $A=500$ m, 宽度 $B=300$ m。假定其余参数为 $f_{\rho} = 60$ Hz, $\sigma_{n_s}^2 = \sigma_n^2 + \rho^2 = 1, \phi_{\rho} = 0^{\circ}, f_{\max} = 80$ Hz。莱斯分布因子 $c_R = \frac{\rho^2}{\sigma_n^2}$, 分别令 c_R 为 0, 2, 4 这 3 个值进行仿真计算。SOC 信道仿真模型中参数 I 的取值为 20, 信道增益 c_i 和多普勒频率 f_i 的数值通过 GMEA 和 BRSM 来确定。

根据式(9), 通过 MATLAB 仿真软件模拟了水声信号宽带参考信道模型接收信号 AOA 的 PDF, 如图 3 所示, 其中 $a=200, b=100$ 。由图 3 可知, AOA 的 PDF 在一定的角度 θ 范围内呈现出单调递减或单调递增的趋势, 且水声信号在海洋环境中无线传播时, 无论信道为宽带或窄带, 其 AOA 的 PDF 都是相同的。此外, 根据式(9)还可以看出, 到达角 AOA 的概率分布函数与发送端 T_x 的位置是无关的。

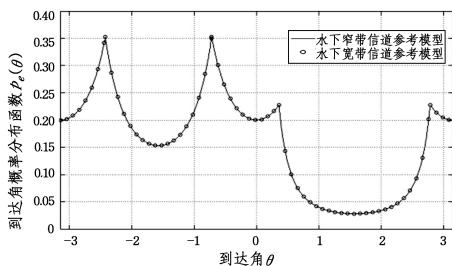


图 3 到达角 AOA 的 PDF $p_{\theta}(\theta)$

Fig. 3 Probability density function $p_{\theta}(\theta)$ of arrival angle AOA

由推导出的式(17)能够仿真出信道散射分量 $n(t)$ 的多普勒功率密度 $S_m(f)$, 如图 4 和图 5 所示, 二者选定了两个不同的接收端 R_x 的位置(即改变了 a 和 b 的数值), 从结果中可以看出 PSD 也随多普勒频率的增加而增加。图 4 显示, 当 $a=0$ 即接收端 R_x 的横坐标值为 0 时, 散射分量 $n(t)$ 的多普勒 PSD $S_m(f)$ 与频率相关且对称, 该结论与其他研究人员所提出的三维空间环境下多普勒 PSD 的关系趋势一致^[33]。而在图 5 中, 当接收端 R_x 的纵坐标为 0 时情况有所改变, 同时根据式(10)可认为全部信号的随机过程 $n_{\rho}(t)$ 的多普勒 PSD $S_{n_{\rho}}(f)$ 可以采用在 $S_m(f)$ 的基础上给 $f=f_{\rho}$ 处的值增加一个加权因子 ρ^2 的方法来获取。从图 4 中还可以看出, $a=0$, 在改变 b 值的情况下, 多普勒频率 $|f|$ 逼近 $\pm f_{\max}$ 时, 求解出的值是相等的。因此, 可以得到结论: $|f|$ 逼近 $\pm f_{\max}$ 时, 多普勒 PSD 与 b 的值无关, 仅仅由 a 的取值决定, 这一观点与其他研究人员的观点^[31]相符。因此根据图 4 和图 5 可知, 本文提出的 SOC 信道仿真模型在模拟多普勒 PSD 方面符合实际情况。

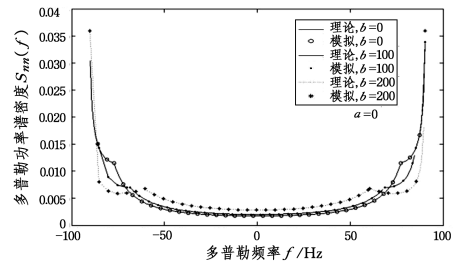


图 4 水声信道散射分量 $n(t)$ 的多普勒 PSD $S_m(f)$ ($a=0$)

Fig. 4 Doppler power spectral density $S_m(f)$ of scattering component $n(t)$ in underwater acoustic channel ($a=0$)

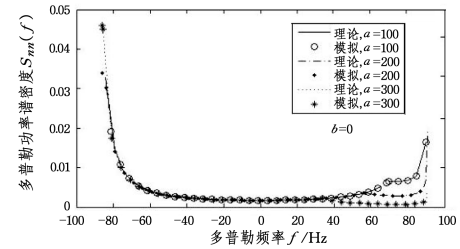


图 5 水声信道散射分量 $n(t)$ 的多普勒 PSD $S_m(f)$ ($b=0$)

Fig. 5 Doppler power spectral density $S_m(f)$ of scattering component $n(t)$ in underwater acoustic channel ($b=0$)

令仿真模型选取不同的矩形平面长度 A , 研究其对水声 SOC 信道散射分量 $S_m(f)$ 的影响, 结果如图 6 所示。从图 6 中可以看出, 随着 A 值的增加, PSD 的曲线越来越趋向于完整的字母 U 的形状。在多普勒频率 $|f|$ 逼近 $\pm f_{\max}$ 时, 多普勒 PSD $S_m(f)$ 随着频率的增加而增加。

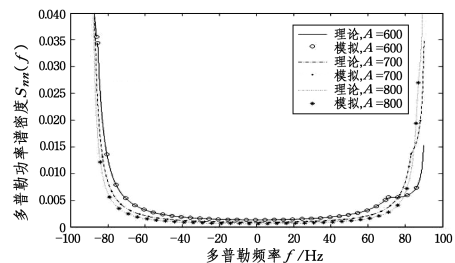


图 6 A 取不同值时水声信道散射分量 $n(t)$ 的多普勒 PSD $S_m(f)$

Fig. 6 Doppler power spectral density $S_m(f)$ of underwater acoustic channel scattering component $n(t)$ with different values of A

在信道散射分量 $n(t)$ 的多普勒 PSD $S_m(f)$ 对称的情况下(即取 $a=0, b=100$), 根据式(27), 将采用 GMEA 的 SOC 信道仿真模型求出的时间 ACF $\gamma_{\hat{n}_{\rho}, \hat{n}_{\rho}}^{\wedge}(\tau)$ 与参考模型的时间 ACF 进行对比, 结果如图 7 所示。从图 7 中可以看出, SOC 仿真信道模型与参考模型在时间延迟较小的情况下二者基本重合, 在时间延迟大于某个值时二者开始出现偏差。从图 8 中可以看出, 在同样的情况下, SOC 水声信道仿真模型计算参数时采用的是 MRSM, 对比 SOC 水声信道仿真模型和参考模型的时间 ACF 也能够得出与图 7 相同的结论, 即 SOC 水声信道仿真模型在一定的时间延迟内能够与参考模型取得较好的匹配。同时对比图 7 与图 8 可以看出, 采用 BRSM 计算参数的 SOC 水声信道仿真模型与参考模型相匹配的时间延迟范围大于采用 GMEA 计算参数的 SOC 水声信道仿真模型。因

此,在计算信道模型的时间 ACF 方面,相比于 GMEA, BRSM 的性能更优。

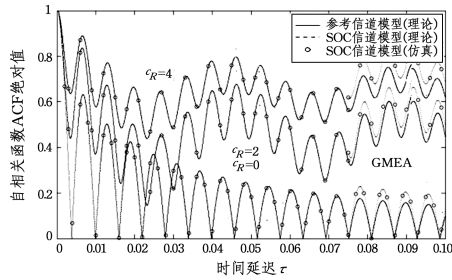


图 7 采用 GMEA 计算参数的 SOC 信道仿真模型的 ACF 与参考模型 ACF 的对比

Fig. 7 Comparison between ACF of SOC channel simulation model using GMEA computing parameters and ACF of reference channel model

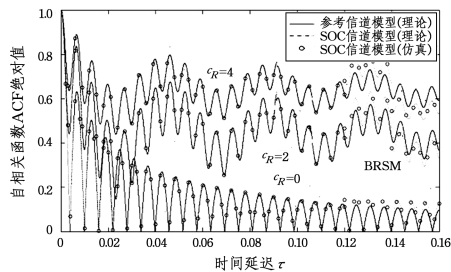


图 8 采用 BRSM 计算参数的 SOC 信道仿真模型的 ACF 与参考模型 ACF 的对比

Fig. 8 Comparison between ACF of SOC channel simulation model using BRSM computing parameters and ACF of reference channel model

多普勒 PSD $S_m(f)$ 在非对称的情况下 (取 $a=200, b=0$), 将参考模型的时间 ACF $\gamma_{h_r, p}(\tau)$ 与采用 GMEA 的 SOC 信道仿真模型的时间 ACF 进行对比, 结果如图 9 所示。同样地, 从实验结果中可以看出, 在一定的延迟范围内, SOC 水声信道仿真模型能够与参考模型取得较好的匹配。

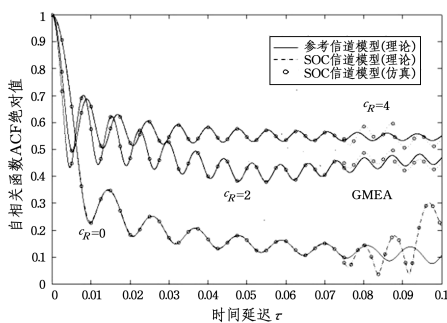


图 9 多普勒 PSD 非对称情况下采用 GMEA 计算参数的 SOC 信道仿真模型的 ACF 与参考模型的 ACF 的对比

Fig. 9 Comparison between ACF of SOC channel simulation model using GMEA computing parameters and ACF of reference channel model in case of Doppler power spectral density asymmetry

采用 BRSM 计算参数的 SOC 信道仿真模型 (令 $a=200, b=0$) 的 ACF 与参考模型的时间 ACF 的对比结果如图 10 所示。从中可以得出与上文相同的结论。同样地, 再次对比

GMEA 与 BRSM 两种方法设计的 SOC 仿真信道可知, 采用 BRSM 的 SOC 信道仿真模型与参考模型相匹配的时间延迟范围大于采用 GMEA 设计的仿真模型与参考模型相匹配的时间延迟范围。因此, 在计算信道模型 ACF 方面, 相比于 GMEA, BRSM 的 SOC 仿真模型的性能更优。

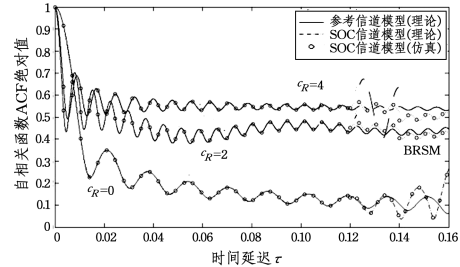


图 10 多普勒 PSD 非对称情况下采用 BRSM 计算参数的 SOC 信道仿真模型的 ACF 与参考模型 ACF 的对比

Fig. 10 Comparison between ACF of SOC channel simulation model using BRSM computing parameters and ACF of reference channel model in case of Doppler power spectral density asymmetry

结束语 本文基于几何散射模型提出了一种海洋环境中水下声波传播参考信道模型, 其有 LOS 和 NLOS 两种波达信号分量。本文同时推导了水声信号 AOA 的 PDF、多普勒 PSD 以及时间 ACF 的表达式, 并根据参考模型设计出了高效的 SOC 信道仿真模型以及 GMEA 和 BRSM 两种信道模型参数化方法。仿真结果表明, AOA 的 PDF 在一定的角度范围内是单调递增或递减的, 水声信号传播时 AOA 的 PDF 相同。当接收端在坐标系中的横坐标值为 0 时, 散射分量的多普勒 PSD 对称; 当接收端 R_x 的纵坐标值为 0 时, 散射分量的多普勒 PSD 将表现为非对称。此外, BRSM 和 GMEA 都是计算模型参数高效且准确的方法, SOC 仿真模型中的各项统计特性均与对应参考模型中的统计特性能够取得较好的匹配; 而在时间 ACF 方面, BRSM 在一定程度上优于 GMEA。

参 考 文 献

- [1] BAPTISTA A, HOWE B, FREIRE J, et al. Scientific exploration in the era of ocean observatories[J]. IEEE Computing in Science Engineering, 2008, 3(10): 53-58.
- [2] RASHID M T, ALI A A, ALI R S, et al. Wireless underwater mobile robot system based on ZigBee[C]// International Conference on Future Communication Networks, 2012: 117-122.
- [3] DALBRO M. Wireless sensor networks for off-shore oil and gas installations[C]// International Conference on Sensor Technologies & Applications, 2008: 258-263.
- [4] SHIN D, NA S Y, KIM J, et al. Fish robots for water pollution monitoring using ubiquitous sensor networks with sonar localization[M]. New York: ICCIT, 2007.
- [5] NADERI M, PÄTZOLD M, ZAJIC A G. A geometry-based channel model for shallow underwater acoustic channels under rough surface and bottom scattering conditions[C]// IEEE Fifth International Conference on Communications and Electronics, 2014 (GLOBECOM'01). IEEE, 2014: 112-117.

- International Conference on E-Science (e-Science), IEEE, 2012: 1-8.
- [15] JUVE G, CHERVENAK A, DEELMAN E, et al. Characterizing and profiling scientific workflows[J]. *Future Generation Computer Systems*, 2013, 29(3): 682-692.
- [16] Amazon. Amazon EC2 Pricing[EB/OL]. <http://aws.amazon.com/ec2/pricing>.
- [17] TOPCUOGLU H, HARIRI S, WU M Y. Performance-effective and low-complexity task scheduling for heterogeneous computing[J]. *IEEE Transactions on Parallel Distributed Systems*, 2012, 13(3): 260-274.
- [18] PANDEY S, WU L, GURU S M, et al. A particle swarm optimization based heuristic for scheduling workflow applications in cloud computing environments[C] // 24th IEEE International Conference on Advanced Information Networking and Applications. IEEE, 2014: 400-407.
-
- (上接第 99 页)
- [6] NADERI M, PAETZOLD M, HICHERI R, et al. A Geometry-Based Underwater Acoustic Channel Model Allowing for Sloped Ocean Bottom Conditions[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2017, 4(16): 2394-2408.
- [7] GUTIERREZ C A, PATZOLD M. The Design of Sum-of-Cisoids Rayleigh Fading Channel Simulators Assuming Non-Isotropic Scattering Conditions[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2010, 9(4): 1308-1314.
- [8] BEYGI S, STROM E G, MITRA U. Geometry-based stochastic modeling and estimation of vehicle to vehicle channels[C] // *Speech and Signal Processing*, 2014. *IEEE International Conference on Acoustics*, 2014, 1: 4289-4293.
- [9] QIANG Z L, ZHU F L. Modeling and Simulation on Underwater Acoustic Communication Channel[J]. *Computer Knowledge and Technology*, 2013, 9(1): 140-145.
- [10] YING L, HUA Z X. Modeling and simulation on shallow water acoustic multipath channels[J]. *Ship Science and Technology*, 2010, 32(9): 120-124.
- [11] CHITRE M. A high-frequency warm shallow water acoustic communications channel model and measurements[J]. *Journal of the Acoustical Society of America*, 2007, 122(5): 2580-2586.
- [12] BREKHOVSKIKH L M, LYSANOV Y P. *Fundamentals of Ocean Acoustics*[M]. New York: Springer, 2002.
- [13] RADOSEVIC A, AHMED R. Adaptive OFDM Modulation for Underwater Acoustic Communications; Design Considerations and Experimental Results[J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2014, 39(2): 357-370.
- [14] DOMINGO M C. Overview of channel models for underwater wireless communication networks[J]. *Physical Communication*, 2008, 1(3): 163-182.
- [15] ZAJIC A G. Statistical Modeling of MIMO Mobile-to-Mobile Underwater Channels [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2011, 60(4): 1337-1351.
- [16] MA Y, PÄTZOLD M. 2007 International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications Jaipur[C] // *IEEE International Conference on Acoustics Speech and Signal Processing*, 2007.
- [17] SKLAR B. *Digital communications*[M]. NJ: Prentice Hall, 2001.
- [18] MOLISCH A F, WIN M Z. MIMO systems with antenna selection[J]. *IEEE Microwave Magazine*, 2004, 5(1): 46-56.
- [19] TEAL P, ABHAYAPALA T, KENNEDY R. Spatial correlation in non-isotropic scattering scenarios[C] // *IEEE International Conference on Acoustics*. Orlando; IEEE, 2002; III-2833-III-2836.
- [20] CHO Y, LEE J H. Effect of fading correlation on the SER performance of M-ary PSK with maximal ratio combining[J]. *IEEE Communications Letters*, 2002, 3(7): 199-201.
- [21] LOYKA S L. Channel capacity of MIMO architecture using the exponential correlation matrix [J]. *Communications Letters IEEE*, 2001, 5(9): 369-371.
- [22] TSAI J, WOERNER B. The fading correlation function of a circular antenna array in mobile radio environment[J]. *Communications Letters IEEE*, 2002, 6(5): 178-180.
- [23] ZHOU Z, ISHIZAWA K, KIKUCHI H, et al. Generalized spatial correlation equations for antenna arrays in wireless diversity reception exact and approximate analyses[C] // *Proceedings of the 2003 International Conference on Neural Networks and Signal Processing*, 2003. IEEE, 2003: 180-184.
- [24] RADOSEVIC A, PROAKIS J G, STOJANOVIC M. Statistical characterization and capacity of shallow water acoustic channels [M]. *Berme: OCEANS 2009-EUROPE*, 2009.
- [25] BOUVET P J, LOUSSERT A. Capacity analysis of underwater acoustic MIMO communications[M]. Sydney: Oceans, 2010.
- [26] HICHERI R, PATZOLD M, TALHA B. A study on the distribution of the envelope and the capacity of underwater acoustic channels[J]. *IEEE International Conference on Communication system*, 2015, 5(1): 394-399.
- [27] GUTIERREZ C A, PATZOLD M. Sum-of-Sinusoids-Based Simulation of Flat Fading Wireless Propagation Channels Under Non-Isotropic Scattering Conditions[C] // *IEEE Globecom Global Telecommunications Conference*. Washington; IEEE, 2007: 3842-3846.
- [28] GUTIÉRREZ C A, PÄTZOLD M. A generalized method for the design of ergodic sum-of-cisoids simulators for multiple uncorrelated rayleigh fading channels[C] // *International Conference on Signal Processing & Communication System*. Gold Coast; IEEE, 2011: 1-10.
- [29] PÄTZOLD M. *Mobile Fading Channels*[M]. New York: John Wiley & Sons, 2003.
- [30] ZAJIC A G, STUBER G L. Three-Dimensional Modeling, Simulation, and Capacity Analysis of Space-Time Correlated Mobile-to-Mobile Channels[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2008, 57(4): 2042-2054.
- [31] MILLER I. *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*[J]. *Physics Today*, 1967, 20(1): 135-135.
- [32] PÄTZOLD M, TALHA B. On the statistical properties of mobile to mobile fading channels in cooperative networks under line of sight conditions[C] // *2007 Wireless Personal Communication*. 2007.
- [33] ZHOU J, WANG Y L, KIKUCHI H. Doppler power spectrum density and multi-antenna system performance in three-dimensional environment [J]. *Acta Physica Sinica*, 2014, 63(24): 240507.