

双基地声呐系统的空间阵位设计分析

马雪飞^{1,2} 宋清华³ 姚吉⁴ 陶鹏⁵ 胡鹏鹏⁶ 周游⁷

(1. 哈尔滨工程大学信息与通信工程学院, 黑龙江哈尔滨 150001; 2. 水声跨域应用联合实验室, 黑龙江哈尔滨 150001; 3. 武汉第二船舶设计研究所, 湖北武汉 430205; 4. 哈尔滨工程大学水声工程学院, 黑龙江哈尔滨 150001; 5. 中国舰船研究设计中心, 湖北武汉 430064; 6. 四川九州电器集团有限责任公司, 四川绵阳 610041; 7. 哈尔滨工业大学机电工程学院, 黑龙江哈尔滨 150006)

摘要: 利用双基地声呐系统定位目标时,系统不同的布阵方式与布放结构会引起定位性能的显著差异,如何设计双基地系统的阵位结构来提高定位精度至关重要。针对这个问题,本文基于到达时间主动定位方法推导了误差估计的双基地声呐克拉美罗界,并以最高定位精度为优化目标,研究了双基地声呐系统的空间阵位设计问题。其中,规范了系统测时误差服从零均值高斯白噪声假设的适用场景为合作定位场景,并针对非合作目标定位场景,推导了系统测时误差随着距离变化的数学表达式,从而修正了双基地声呐的克拉美罗界。不仅如此,还探究了系统测时误差、声速波动等干扰因子对目标定位精度的影响。最后仿真结果表明,未修正的双基地声呐最优阵位结构对应分置角为 101.5° ;而修正后的双基地最优阵位结构与系统配置有关。随着系统配置比的不断增大,双基地最优分置角会趋向于 90° 。该研究可以为双/多基地声呐系统的最优化配置提供布阵参考方案。

关键词: 双基地声呐; 到达时间定位; 克拉美罗下界; 布阵优化

中图分类号: TN911 **文献标识码:** A **DOI:** 10.16798/j.issn.1003-0530.2023.10.008

引用格式: 马雪飞,宋清华,姚吉,等. 双基地声呐系统的空间阵位设计分析[J]. 信号处理,2023,39(10): 1805-1818. DOI: 10.16798/j.issn.1003-0530.2023.10.008.

Reference format: MA Xuefei, SONG Qinghua, YAO Ji, et al. Analysis of spatial configuration design of bistatic sonar system[J]. Journal of Signal Processing, 2023, 39(10): 1805-1818. DOI: 10.16798/j.issn.1003-0530.2023.10.008.

Analysis of Spatial Configuration Design of Bistatic Sonar System

MA Xuefei^{1,2} SONG Qinghua³ YAO Ji⁴ TAO Peng⁵ HU Pengpeng⁶ ZHOU You⁷

(1. School of Information and Communication Engineering, Harbin Engineering University, Harbin, Heilongjiang 150001, China;
2. Joint Laboratory for Underwater Acoustic Cross-Domain Applications, Harbin, Heilongjiang 150001, China;
3. Wuhan Second Ship Design and Research Institute, Wuhan, Hubei 430205, China;
4. College of Underwater Acoustic Engineering, Harbin Engineering University, Harbin, Heilongjiang 150001, China;
5. China Shipbuilding Research and Design Center, Wuhan, Hubei 430064, China;
6. Sichuan Jiuzhou Electrical Appliance Group Co., Ltd, Mianyang, Sichuan 610041, China;
7. School of Mechanical and Electrical Engineering, Harbin Institute of Technology, Harbin, Heilongjiang 150006, China)

收稿日期: 2023-06-08; 修回日期: 2023-08-23

基金项目: 国家重点研发计划(2022YFE0136800);国家自然科学基金(62201170);西藏自治区科技计划项目(XZ202101ZY0001F);2022年中央引导地方科技发展专项(ZY2022B-HRB-06);2023年度新一轮黑龙江省“双一流”学科协同创新成果项目(LJGXCG2023-066);先进半导体光电器件与系统集成山西省重点实验室(2023SZKF19);中国船舶工业系统工程研究院项目(MC00918);中国舰船研究设计中心海洋防务创新基金(JJ-2020-701-08);自然资源部海洋环境探测技术与应用重点实验室开放基金(MESTA-2022-A006);2023年度新一轮黑龙江省“双一流”学科协同创新成果项目:分布式农渔大数据智能处理平台构建与产业化(2023);武汉第二船舶设计研究所海洋防务创新基金:基于分布式MIMO的水下目标探测技术研究(2023)

Abstract: When using the bistatic sonar system to locate targets, different configuration patterns and structures can cause significant differences in positioning performance, so it is crucial to optimize the design of the configuration structure of the bistatic sonar system. To solve this problem, the article derives the error estimation of the Cramér-Rao bound (CRB) for bistatic sonar based on active Time-only Localization (TOL) method, and researches the optimal spatial configuration design problem of bistatic sonar systems with the highest positioning accuracy as the optimization objective. Among them, it is standardized that the applicable scenario where the system timing error obeying the zero-mean Gaussian white noise is the cooperative location scenario. For the non-cooperative location scenario, the mathematical expression of the system timing error varying with the target distance is derived. Therefore, correcting the Cramér-Rao lower bound (CRLB) of the bistatic sonar. Besides, the focus was on exploring the impact of factors such as system timing errors and sound velocity fluctuations on target positioning accuracy. Finally, simulation results show that optimal configuration of uncorrected bistatic sonar is at the separation angle of value in 101.5° . But the corrected bistatic optimal configuration is related to system configuration. With the increase of the system configuration ratio, the bistatic optimal separation angle will get closer and closer to 90° . And this research can provide array reference for optimal configuration of the bistatic/multistatic sonar system.

Key words: bistatic sonar; time-only localization; Cramér-Rao lower bound; optimal configuration

1 引言

传统收发合置的单基地声呐由于覆盖范围小、探测精度低和隐蔽性能差逐步被新体制的双/多基地声呐系统所代替。T/R-R型双基地系统中,收发基地实现分置,能够同时探测定位目标,有效增加了冗余信息,更有利于目标检测、定位与识别跟踪,因而得到更为广泛的应用^[1-2]。

针对双/多基地声呐系统的阵位设计问题,目前众多的研究主要集中在以下几个方面:其一,从双基地声呐的覆盖范围出发,研究双/多基地的最优配置问题^[3-4]。如文献[5]针对T-Rⁿ型多基地系统,基于双基地覆盖范围提出了一种用圆来代替检测覆盖区的多基地声呐配置算法。文献[6]推导了基于信号余量的探测面积函数,结合网格最速上升法探究了双、三以及四基地声呐系统的最优阵位结构。但是这方面的系统布阵设计大多是以双基地声呐收发对的覆盖范围为基础来配置多基地系统的阵位结构,没有考虑多个接收基地之间的协同作用;加上需要比较精确的计算双基地声呐的覆盖范围,现有的研究还存在一定的不足。

其二、从双/多基地声呐系统的定位性能出发,设计出能够提升整体定位精度的空间阵位结构。现有的研究大多是从定位精度的几何分布(Geometric Dilution of Precision, GDOP)^[7-8]以及定位估计的克拉美罗下界(Cramér-Rao Lower Bound, CRLB)^[9-10]两个角度展开。其中,多数研究集中在利用多基地

声呐GDOP分析几种固定站址结构下的定位性能,以此总结得到最优布局。如文献[11]基于到达时间差(Time Difference of Arrival, TDOA)算法分析对比了4站倒Y形、正方形以及倒三角形的定位误差GDOP,以此提出将倒三角形与倒Y形结合的多基地布局结构。文献[12]联合时间与方位信息研究了T²-R型声呐,不同系统结构对定位误差GDOP的影响。总体而言,这方面的阵位设计没有考虑多基地声呐系统处于更一般几何关系配置结构下的定位性能,以致所得结论缺少普遍性。

更为重要的是,在以往的研究中,都是假设各个站点对时间的测量误差为零均值的高斯白噪声,且测量误差的方差取值相同^[13-14]。测时误差的这种假设在某些合作定位场景下是成立了。因为待定位目标与基地节点之间具有通信功能,且各节点之间能够实现时间同步。比如水下无人潜航器(Unmanned Underwater Vehicle, UUV)定位、传感器节点定位等。但是,在对未知目标定位的实际场景中,各基地对距离的测量是通过计算目标回波到达的时间来实现。因为受到海洋背景环境的影响,导致声传播路径发生改变,使得目标回波到达每个基地的时间不同。因此,发射基地T/R与接收基地R的测时误差并不相同,也不符合上述零均值高斯白噪声的假设,而是一个与目标距离、背景环境有关的参量^[15-16]。不同的海洋环境、不同的传播路径,测时误差具有显著差异。这种非合作场景下的目标定位更加贴合实际,加上目前这方

面的研究较少,故研究此场景下的双基地阵位结构具有重大意义。

综上所述,本文基于到达时间(Time-only Localization, TOL)算法推导了各基地测时误差随着距离变化,这种非合作定位场景下双基地声呐的克拉美罗界,以此设计双基地声呐系统的最优阵位结构,并与测时误差服从零均值高斯白噪声假设,这种合作定位场景下的双基地布局结构进行对比,以突出考虑节点位置的观测性能对系统布阵的重要性。从而为双基地声呐系统定位目标提供更为有效的布阵方案。

2 定位估计的双基地克拉美罗界推导

2.1 双基地声呐系统目标定位模型

基于TOL算法定位通过测量声波经过目标反射到达各接收基地的时间来建立定位方程,求出位置解从而定位目标。系统模型如图1所示。

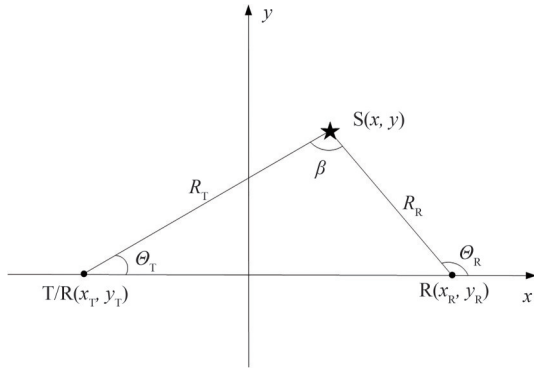


图1 双基地声呐系统目标定位模型

Fig. 1 Target location model of bistatic sonar system

在图1所示的定位模型中,T/R为发射基地,本身可以接收目标回波,属于收发合置的有源声呐。R为接收基地,只负责接收目标回波信号,属于被动无源声呐。S为需要定位的目标。 R_T 与 R_R 分别为收发基地与目标之间的距离。同理, θ_T 和 θ_R 分别为收发基地测量目标位置处的方位角度。定义发射基地T/R—目标S—接收站R三者之间的夹角为基地分置角,用 β 表示,则有 $\beta = \theta_R - \theta_T$ 。

由此可得双基地距离定位方程为

$$\begin{cases} R_T = \sqrt{(x - x_T)^2 + (y - y_T)^2} \\ R_R = \sqrt{(x - x_R)^2 + (y - y_R)^2} \\ R_\Sigma = R_T + R_R \end{cases} \quad (1)$$

其中,两段距离之和用 R_Σ 表示。因此基于TOL定位也称为基于距离信息定位^[17]。

假设海洋声速已知,且用符号 c 表示,则式(1)中的目标距离可由到达时间计算,则有

$$\begin{cases} R_T = 1/2 \cdot c \cdot t_{TR} \\ R_\Sigma = c \cdot t_R \end{cases} \quad (2)$$

式中, t_{TR} 为发射基地测量得到的时间值, t_R 为接收基地测量得到的时间值。联立方程(1)和(2)可以解出目标位置坐标,从而实现定位。

然而,实际定位过程中,各测量值之间存在测量误差。主要包括时间测量误差与站址测量误差。对于站址测量误差,现在多采用GPS来定位,测量误差极小,因此可以忽略。故下文主要研究在时间测量误差影响下双基地声呐系统的阵位设计问题,需要重点推导双基地声呐的克拉美罗界。

2.2 基于TOL的双基地声呐CRLB理论推导

假设海洋声速恒定,则时间观测量与距离观测量同分布。根据文献[16]中的研究成果,当系统的测量误差服从零均值高斯分布的前提假设,则各基地测量得到的实际距离观测量 r_i 应服从理论值 R_i 的正态分布。由此可得

$$\begin{cases} r_T \sim N(R_T, \sigma_{T/R}^2) \\ r_\Sigma \sim N(R_T + R_R, \sigma_\Sigma^2) \end{cases} \quad (3)$$

其中, $\sigma_{T/R}$ 和 σ_Σ 分别为发射基地T/R与接收基地R距离测量误差的标准差。

假设各距离观测量彼此独立,则其联合概率密度函数可以写成

$$\begin{aligned} f(\mathbf{Z}) &= f(r_T) \cdot f(r_\Sigma) \\ &= N(R_T, \sigma_{T/R}^2) \cdot N(R_T + R_R, \sigma_\Sigma^2) \end{aligned} \quad (4)$$

其中, $\mathbf{Z} = \{r_T, r_\Sigma\}$ 为双基地系统距离观测量的集合。

将公式(4)展开成概率密度函数的形式,则有

$$\begin{aligned} f(\mathbf{Z}) &= \prod \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_i^2}} \exp\left[-\frac{(r_i - R_i)^2}{2\sigma_i^2}\right] = \\ &= \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{T/R}^2}} \exp\left[-\frac{(r_T - R_T)^2}{2\sigma_{T/R}^2}\right] \right) \cdot \\ &= \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_\Sigma^2}} \exp\left[-\frac{(r_\Sigma - R_\Sigma)^2}{2\sigma_\Sigma^2}\right] \right) \end{aligned} \quad (5)$$

对式(5)两边同时取对数可得

$$\ln f(\mathbf{Z}) = -\ln(2\pi) - \frac{1}{2} \ln(\sigma_{\text{TR}}^2 \cdot \sigma_{\Sigma}^2) - \left[\frac{(r_{\text{T}} - R_{\text{T}})^2}{2\sigma_{\text{TR}}^2} + \frac{(r_{\Sigma} - R_{\Sigma})^2}{2\sigma_{\Sigma}^2} \right] \quad (6)$$

根据参数估计理论,克拉美罗下界 CRLB 为参量无偏估计的方差所确定的一个下限,并等于 Fisher 信息矩阵的逆矩阵^[18],则有

$$\mathbf{E}[(R_i - r_i)(R_i - r_i)^T] \geq \text{CRLB}(\mathbf{Z}) = \mathbf{F}(x, y|\mathbf{Z})^{-1} \quad (7)$$

式中, R_i 为观测量 r_i 的无偏估计。Fisher 信息矩阵 \mathbf{F} 为 $I \times I$ 阶,其中各个元素满足以下关系^[19]

$$F_{ij} = \mathbf{E} \left\{ \frac{\partial \ln f(\mathbf{Z})}{\partial \alpha_i} \cdot \frac{\partial \ln f(\mathbf{Z})}{\partial \alpha_j} \right\}, \quad (i, j = 1, 2, \dots, I) \quad (8)$$

$$\begin{cases} \frac{\partial l(\boldsymbol{\theta})}{\partial x} = \left(\frac{\partial l}{\partial \boldsymbol{\theta}} \right)^T \frac{\partial \boldsymbol{\theta}}{\partial x}, & \frac{\partial l(\boldsymbol{\theta})}{\partial y} = \left(\frac{\partial l}{\partial \boldsymbol{\theta}} \right)^T \frac{\partial \boldsymbol{\theta}}{\partial y}, & \frac{\partial^2 l(\boldsymbol{\theta})}{\partial x^2} = \left(\frac{\partial \boldsymbol{\theta}}{\partial x} \right)^T \frac{\partial^2 l}{\partial \boldsymbol{\theta}^2} \frac{\partial \boldsymbol{\theta}}{\partial x} + \left(\frac{\partial l}{\partial \boldsymbol{\theta}} \right)^T \frac{\partial^2 \boldsymbol{\theta}}{\partial x^2} \\ \frac{\partial^2 l(\boldsymbol{\theta})}{\partial y^2} = \left(\frac{\partial \boldsymbol{\theta}}{\partial y} \right)^T \frac{\partial^2 l}{\partial \boldsymbol{\theta}^2} \frac{\partial \boldsymbol{\theta}}{\partial y} + \left(\frac{\partial l}{\partial \boldsymbol{\theta}} \right)^T \frac{\partial^2 \boldsymbol{\theta}}{\partial y^2}, & \frac{\partial^2 l(\boldsymbol{\theta})}{\partial x \partial y} = \left(\frac{\partial \boldsymbol{\theta}}{\partial x} \right)^T \frac{\partial^2 l}{\partial \boldsymbol{\theta}^2} \frac{\partial \boldsymbol{\theta}}{\partial y} + \left(\frac{\partial l}{\partial \boldsymbol{\theta}} \right)^T \frac{\partial^2 \boldsymbol{\theta}}{\partial x \partial y} \end{cases} \quad (10)$$

进一步对 $\boldsymbol{\theta}$ 求解 x, y 的偏导数可得

$$\frac{\partial \boldsymbol{\theta}}{\partial x} = \begin{bmatrix} \frac{\partial R_{\text{T}}}{\partial x} & \frac{\partial R_{\Sigma}}{\partial x} \end{bmatrix}^T, \quad \frac{\partial \boldsymbol{\theta}}{\partial y} = \begin{bmatrix} \frac{\partial R_{\text{T}}}{\partial y} & \frac{\partial R_{\Sigma}}{\partial y} \end{bmatrix}^T \quad (11)$$

同理,结合式(6)对 $l(\boldsymbol{\theta})$ 求解 $\boldsymbol{\theta} = [R_{\text{T}} \ R_{\Sigma}]^T$ 的偏导数可得

$$\frac{\partial l(\boldsymbol{\theta})}{\partial \boldsymbol{\theta}} = \begin{bmatrix} \frac{\partial l(\boldsymbol{\theta})}{\partial R_{\text{T}}} & \frac{\partial l(\boldsymbol{\theta})}{\partial R_{\Sigma}} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} R_{\text{T}} - r_{\text{T}} & R_{\Sigma} - r_{\Sigma} \\ \sigma_{\text{TR}}^2 & \sigma_{\Sigma}^2 \end{bmatrix}^T \quad (12)$$

$$\begin{cases} \frac{\partial^2 l(\boldsymbol{\theta})}{\partial x^2} = \frac{1}{\sigma_{\text{TR}}^2} \left[\left(\frac{\partial R_{\text{T}}}{\partial x} \right)^2 + (R_{\text{T}} - r_{\text{T}}) \frac{\partial^2 R_{\text{T}}}{\partial x^2} \right] + \frac{1}{\sigma_{\Sigma}^2} \left[\left(\frac{\partial R_{\Sigma}}{\partial x} \right)^2 + (R_{\Sigma} - r_{\Sigma}) \frac{\partial^2 R_{\Sigma}}{\partial x^2} \right] \\ \frac{\partial^2 l(\boldsymbol{\theta})}{\partial y^2} = \frac{1}{\sigma_{\text{TR}}^2} \left[\left(\frac{\partial R_{\text{T}}}{\partial y} \right)^2 + (R_{\text{T}} - r_{\text{T}}) \frac{\partial^2 R_{\text{T}}}{\partial y^2} \right] + \frac{1}{\sigma_{\Sigma}^2} \left[\left(\frac{\partial R_{\Sigma}}{\partial y} \right)^2 + (R_{\Sigma} - r_{\Sigma}) \frac{\partial^2 R_{\Sigma}}{\partial y^2} \right] \\ \frac{\partial^2 l(\boldsymbol{\theta})}{\partial x \partial y} = \frac{\partial^2 l(\boldsymbol{\theta})}{\partial y \partial x} = \frac{1}{\sigma_{\text{TR}}^2} \left[\frac{\partial R_{\text{T}}}{\partial x} \frac{\partial R_{\text{T}}}{\partial y} + (R_{\text{T}} - r_{\text{T}}) \frac{\partial^2 R_{\text{T}}}{\partial x \partial y} \right] + \frac{1}{\sigma_{\Sigma}^2} \left[\frac{\partial R_{\Sigma}}{\partial x} \frac{\partial R_{\Sigma}}{\partial y} + (R_{\Sigma} - r_{\Sigma}) \frac{\partial^2 R_{\Sigma}}{\partial x \partial y} \right] \end{cases} \quad (14)$$

又假设距离观测量 r_i 都为无偏估计,则有 $\mathbf{E}[r_{\text{T}}] = R_{\text{T}}, \mathbf{E}[r_{\Sigma}] = R_{\Sigma}$,从而可以求出式(14)中各项数学期望为

$$\begin{cases} \mathbf{E} \left[\frac{\partial^2 l(\boldsymbol{\theta})}{\partial x^2} \right] = \frac{1}{\sigma_{\text{TR}}^2} \left(\frac{\partial R_{\text{T}}}{\partial x} \right)^2 + \frac{1}{\sigma_{\Sigma}^2} \left(\frac{\partial R_{\Sigma}}{\partial x} \right)^2 \\ \mathbf{E} \left[\frac{\partial^2 l(\boldsymbol{\theta})}{\partial y^2} \right] = \frac{1}{\sigma_{\text{TR}}^2} \left(\frac{\partial R_{\text{T}}}{\partial y} \right)^2 + \frac{1}{\sigma_{\Sigma}^2} \left(\frac{\partial R_{\Sigma}}{\partial y} \right)^2 \\ \mathbf{E} \left[\frac{\partial^2 l(\boldsymbol{\theta})}{\partial x \partial y} \right] = \mathbf{E} \left[\frac{\partial^2 l(\boldsymbol{\theta})}{\partial y \partial x} \right] = \frac{1}{\sigma_{\text{TR}}^2} \left(\frac{\partial R_{\text{T}}}{\partial x} \frac{\partial R_{\text{T}}}{\partial y} \right) + \frac{1}{\sigma_{\Sigma}^2} \left(\frac{\partial R_{\Sigma}}{\partial x} \frac{\partial R_{\Sigma}}{\partial y} \right) \end{cases} \quad (15)$$

在图1的双基地定位模型中,目标距离 R_{T} 和 R_{Σ} 对 x, y 的偏导数为目标相对于各站的方向余弦^[21]。其满足

由此可得 Fisher 信息矩阵 $\mathbf{F}(x, y|\mathbf{Z})$ ^[20] 为

$$\mathbf{F}(x, y|\mathbf{Z}) = \begin{bmatrix} J_{xx} & J_{xy} \\ J_{yx} & J_{yy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{E} \left[\frac{\partial^2 \ln f(\mathbf{Z})}{\partial x^2} \right] & \mathbf{E} \left[\frac{\partial^2 \ln f(\mathbf{Z})}{\partial y \partial x} \right] \\ \mathbf{E} \left[\frac{\partial^2 \ln f(\mathbf{Z})}{\partial x \partial y} \right] & \mathbf{E} \left[\frac{\partial^2 \ln f(\mathbf{Z})}{\partial y^2} \right] \end{bmatrix} \quad (9)$$

要求解双基地声呐的 CRLB,关键在于求解公式(9)中的各项数学期望。为此,定义向量 $\boldsymbol{\theta} = [R_{\text{T}} \ R_{\Sigma}]^T$,其满足 $l(\boldsymbol{\theta}) = -\ln f(\mathbf{Z})$ 。现对 $l(\boldsymbol{\theta})$ 求解 x, y 的偏导数,则有

在公式(10)中, $\partial^2 l(\boldsymbol{\theta})/\partial \boldsymbol{\theta}^2$ 为 Hessian 矩阵,其定义为

$$\left[\frac{\partial^2 l}{\partial \boldsymbol{\theta}^2} \right]_{i,j} = \frac{\partial^2 l}{\partial \theta_i \partial \theta_j} \quad (13)$$

因此,可以求出 $\partial^2 l(\boldsymbol{\theta})/\partial \boldsymbol{\theta}^2$ 为 2×2 阶对角矩阵,其主对角线元素分别为 $1/\sigma_{\text{TR}}^2, 1/\sigma_{\Sigma}^2$ 。故将式(11)、(12)代入式(10)中可得

$$\begin{cases} \frac{\partial R_T}{\partial x} = -\cos \Theta_T, & \frac{\partial R_\Sigma}{\partial x} = -\cos \Theta_T - \cos \Theta_R \\ \frac{\partial R_T}{\partial y} = -\sin \Theta_T, & \frac{\partial R_\Sigma}{\partial y} = -\sin \Theta_T - \sin \Theta_R \end{cases} \quad (16)$$

将式(16)代入式(15)中,整理可得

$$\begin{cases} E\left[\frac{\partial^2 l(\boldsymbol{\theta})}{\partial x^2}\right] = \frac{1}{\sigma_{T/R}^2}(\cos \Theta_T)^2 + \frac{1}{\sigma_\Sigma^2}(\cos \Theta_T + \cos \Theta_R)^2 \\ E\left[\frac{\partial^2 l(\boldsymbol{\theta})}{\partial y^2}\right] = \frac{1}{\sigma_{T/R}^2}(\sin \Theta_T)^2 + \frac{1}{\sigma_\Sigma^2}(\sin \Theta_T + \sin \Theta_R)^2 \\ E\left[\frac{\partial^2 l(\boldsymbol{\theta})}{\partial x \partial y}\right] = E\left[\frac{\partial^2 l(\boldsymbol{\theta})}{\partial y \partial x}\right] = \frac{1}{\sigma_{T/R}^2} \cos \Theta_T \sin \Theta_T + \frac{1}{\sigma_\Sigma^2}(\cos \Theta_T + \cos \Theta_R)(\sin \Theta_T + \sin \Theta_R) \end{cases} \quad (17)$$

其中,各基地相对目标的方向角度为

$$\begin{cases} \cos \Theta_T = \frac{-(x-x_T)}{R_T}, & \cos \Theta_R = \frac{-(x-x_R)}{R_R} \\ \sin \Theta_T = \frac{-(y-y_T)}{R_T}, & \sin \Theta_R = \frac{-(y-y_R)}{R_R} \end{cases} \quad (18)$$

从式(17)中可知,影响双基地声呐系统定位精度的因素主要有距离测量误差(时间测量误差)以及两个站相对目标的方位角度(方向余弦)。将式(17)中的计算结果代回式(9)中可以求出目标位置处的 Fisher 信息矩阵 F ,进而可以计算得到双基地声呐系统估计误差 CRLB 的迹为

$$T_{or} = \text{tr}[\text{CRLB}(\mathbf{Z})] = \frac{J_{yy} + J_{xx}}{J_{xx}J_{yy} - J_{xy}J_{yx}} \quad (19)$$

其中, $\text{tr}[\cdot]$ 表示求矩阵的迹。

2.3 系统测时误差假设的适用场景

根据上述的研究分析,双基地估计误差的 CRLB 与收发基地距离测量误差和相对目标的方位角度有关,而不同的目标方位角又决定着不同的双基地分置角 β 。因此要计算不同分置角状态下的目标定位精度,则需要推导出双基地系统距离测量误差的数学表达式。这与系统测时误差假设的适用场景密切相关,论文主要考虑合作、非合作两种目标定位场景。

1) 合作定位场景

在合作定位场景下,待定位目标与收发基地之间具有通信功能,且各基地之间实现时间同步。因此常假设双基地系统中各基地的时间观测量服从相同的概率分布,且测量误差的方差取值相同^[13-14]。

现假设系统的测时误差是零均值的高斯白噪声,且假设海洋声速恒定不变;则由公式(2)可以推出双基地距离测量误差也是零均值的高斯白噪声,

其方差为

$$\begin{cases} \sigma_\Sigma^2 = c^2 \cdot \sigma_{t_r}^2 \\ \sigma_{T/R}^2 = 1/4 \cdot c^2 \cdot \sigma_{t_{tr}}^2 \end{cases} \quad (20)$$

式中, $\sigma_{t_{tr}}$ 、 σ_{t_r} 分别为发射基地 T/R 与接收基地 R 测时噪声的标准差,两者取值相同。

2) 非合作定位场景

在非合作目标定位场景中,系统测时误差主要受到海洋环境的影响,与目标距离有关。根据文献[22]中的研究成果,一个带宽为 B (Hz),中心频率为 f_c (Hz),持续时间为 T_s (s)的信号,其时间观测量方差 $\sigma_{t,i}^2$ 的 CRLB 为

$$\begin{cases} \sigma_{t,i}^2 \geq \text{CRLB}_{(\text{TOL})} = \frac{1}{8\pi^2 B T_s f_c^2 \text{SNR}_i^p} \\ (i = \text{T/R 或 } i = \text{R}) \end{cases} \quad (21)$$

式中, SNR_i^p 为节点 p_i 的接收信噪比,为分贝(dB)值。

在以海洋噪声为主要背景干扰的环境中,节点 p_i 处的接收信噪比可由主动声呐方程求解,即

$$\text{SNR}_i^p = \text{SL} - \text{NL} - \text{TL}_i^p + \text{TS} + \text{DI} \quad (22)$$

其中, TL_i^p 为节点 p_i 处的声传播损失。SL 为发射声源级、TS 为目标强度、NL 为环境噪声级、DI 为接收指向性指数,单位都为分贝(dB)。

假设海洋噪声与目标强度在空间上都为均匀分布,将 $Q_i^p = \text{SL} - \text{NL} + \text{TS} + \text{DI}$ 定义为双基地声呐系统在节点 p_i 处的优质因数^[23]。则有

$$\text{SNR}_i^p = Q_i^p - \text{TL}_i^p, (i = \text{T/R 或 } i = \text{R}) \quad (23)$$

又假设收发基地的优质因数相同,用符号 Q 表示,仅考虑声传播损失不同对接收信噪比造成的影响。且假设海洋环境中的声传播损失为球面波衰减,同时忽略海水吸收损失。由此可得节点 p_i 处的

接收信噪比为

$$\begin{cases} \text{SNR}_{\text{T/R}}^p = Q - 40\lg(R_T) \\ \text{SNR}_R^p = Q - 20\lg(R_T \cdot R_R) \end{cases} \quad (24)$$

式中,计算得到的信噪比为分贝值,需要进行十进制的转换,即

$$\text{SNR}_i^p = 10^{\text{SNR}_i^p/10}, (i = \text{T/R或} i = \text{R}) \quad (25)$$

由此可以得到非合作定位场景下距离测量误差的方差 σ_i^2 为

$$\begin{cases} \sigma_\Sigma^2 = c^2 \cdot \sigma_{i,R}^2 = \frac{c^2}{8\pi^2 BT_s f_c^2 \text{SNR}_R^p} \\ \sigma_{\text{T/R}}^2 = \frac{1}{4} \cdot c^2 \cdot \sigma_{i,\text{T/R}}^2 = \frac{c^2}{32\pi^2 BT_s f_c^2 \text{SNR}_{\text{T/R}}^p} \end{cases} \quad (26)$$

其中, SNR_i^p 为功率信噪比,无量纲。

从式(26)可知,非合作场景下影响测距精度的因素主要包括发射信号参数和节点位置处的接收信噪比,与海洋背景环境紧密相关。

3 阵位设计与性能仿真分析

3.1 双基地声呐系统目标定位仿真模型

为了计算不同分置角 β 对应的目标定位误差CRLB,考虑图2中的目标定位仿真模型。

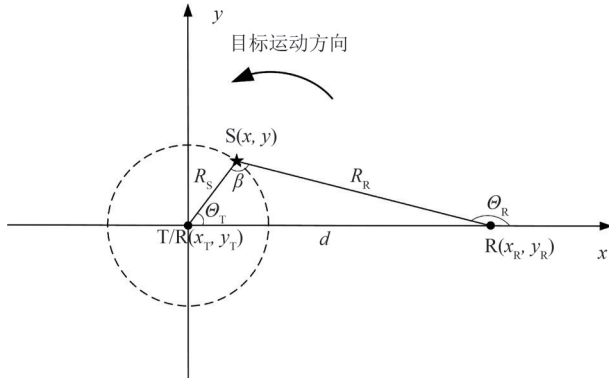


图2 双基地系统目标定位仿真模型

Fig. 2 Simulation model of target location in bistatic system

在图2中,发射基地T/R固定于坐标原点,接收基地R分布在x正半轴。定义收发基地之间的距离为基线长度,用符号 d 表示。目标S在以发射基地为圆心, R_s 为半径的圆上运动。由几何关系可计算得到目标运动半径 R_s 和发射基地T/R到目标S之间的距离相等,即有 $R_s = R_T$ 。又定义逆时针为其运动方向,且基地分置角 β 的定义不变。

为了获得不同分置角 β 对应的目标定位精度

CRLB,在仿真过程中,收发基地位置固定不变,让目标S沿着逆时针的方向在轨迹圆上逐步运动。显然,目标S的不同位置对应着不同的基地分置角 β 。结合三角关系可计算得到目标S运动过程中,双基地分置角 β 和CRLB之间的对应关系。为了满足分置角 β 在 $(0^\circ \sim 180^\circ)$ 内取值,基线长度 $d > R_s$ 。

3.2 合作定位场景下的双基地阵位结构设计

根据前文有关合作定位场景的描述,此场景下的系统测时误差服从相同的概率分布。现假设各基地的时间测量误差为零均值、彼此不相关的高斯白噪声,其标准差都取10 ms。又假设海洋声速恒定不变,取 $c=1.5$ km/s。基线长度取 $d=30$ km。目标S运动的圆半径取 $R_s=10$ km。由于运动的对称性,目标活动角度只取上半平面 $(0^\circ \sim 180^\circ)$ 。仿真步长为 0.001° ,蒙特卡洛50000次,所得仿真结果如图3所示。

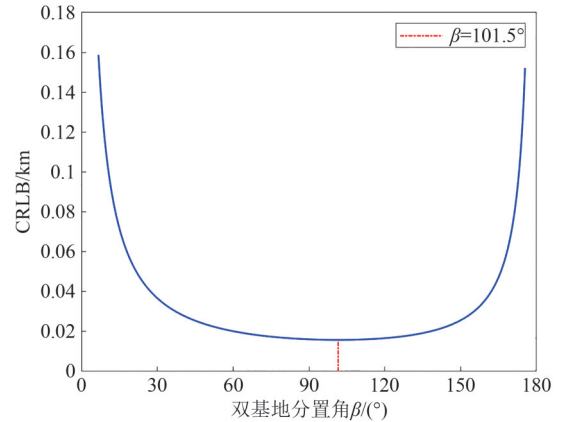


图3 双基地CRLB随着基地分置角的变化曲线

Fig. 3 Variation curve of bistatic CRLB with separation angles

在图3中,双基地的CRLB在基地分置角 β 取 0° 和 180° 时数值最大,此时目标与两个基地分布在同一条直线上,根据式(17)可推知定位误差无穷大。随着分置角 β 的不断增大,双基地CRLB先减小后增大,并在 $\beta=101.5^\circ$ 处定位精度最高,达到0.0158 km。

此外,在满足 $d > R_s$ 的条件下,多次改变基线长度 d 和目标运动半径 R_s 的取值;以及改变系统测时误差,所得仿真结果都在图3中分置角 $\beta=101.5^\circ$ 处取到最小值。因此,针对合作场景下的目标定位,双基地声呐的最优系统布局为分置角 $\beta=101.5^\circ$ 。

图4反映了系统测时误差对双基地CRLB的影响。其中,保持双基地系统阵位结构不变,测时误

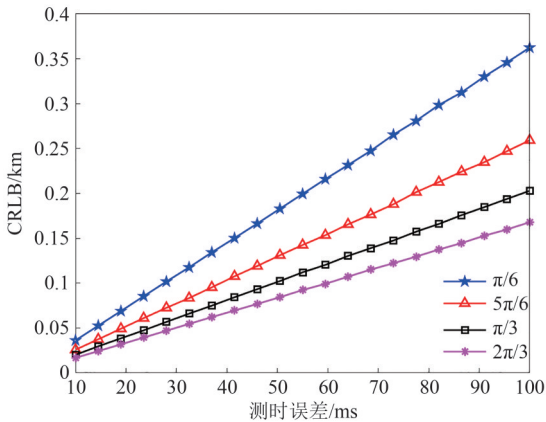


图 4 双基地 CRLB 与测时误差的关系曲线

Fig. 4 Variation curve of CRLB with the system timing error

差取值范围为(10~100)ms。其他仿真参数与图 3 保持一致,蒙特卡洛 50000 次。

在合作定位场景下,由于系统测时误差服从相同的概率分布,根据式(17)和(19)可以推出双基地 CRLB 与测时误差为线性关系,这个结论与图 4 中的变化规律一致。此外,假设双基地分置角 β 不变,若测时误差增大 10 倍,则双基地 CRLB 的迹将扩大约 100 倍。因此,实际利用 TOL 算法定位目标时,保证较高的测时精度至关重要。进一步观察得知,不同基地分置角下的 CRLB 存在差异,其规律为分置角 β 越靠近 101.5° ,双基地 CRLB 越小。

3.3 非合作定位场景下的双基地阵位结构设计

为了探究非合作定位场景下双基地 CRLB 随着基地分置角 β 的变化规律,同样考虑图 2 中的目标仿真模型,相关参数设置如下:

a. 发射信号参数:信号中心频率 $f_c=600$ Hz、持续时间 $T_s=0.01$ s、信号带宽 $B=600$ Hz。

b. 主动声呐方程参数:发射声源级 $SL=180$ dB、海洋噪声 $NL=65$ dB、目标强度 $TS=10$ dB。接收基地考虑单阵元声呐,并且指向性指数取 $DI=0$ dB。传播损失为球面波衰减,且忽略吸收损失。

c. 双基地声呐系统的配置参数与图 3 保持一致,即基线长度 $d=30$ km,目标 S 运动的圆半径 $R_s=10$ km、目标活动角度 ($0^\circ \sim 180^\circ$)。

海洋声速 $c=1.5$ km/s。仿真步长同样取 0.001° ,所得仿真结果如图 5 所示。

在图 5 中,双基地的 CRLB 随着分置角 β 变化的规律与图 3 基本一致。但是图 5 中的目标定位精度

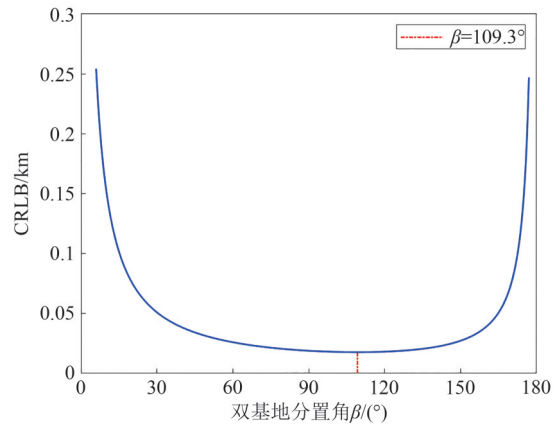


图 5 双基地 CRLB 随着基地分置角的变化曲线

Fig. 5 Variation curve of bistatic CRLB with separation angles

整体低于图 3 中的定位精度,这与优质因数 Q 的取值有关。其中,非合作场景下的最佳分置角 $\beta=109.3^\circ$,稍大于图 3 中的 $\beta=101.5^\circ$ 。

从式(24)可知,当优质因数 Q 保持不变时,接收信噪比只和各节点相距目标的距离长度有关。而不同的系统配置会产生不同的目标距离,因此需要探究双基地声呐的不同系统配置与最优基地分置角 β 之间的关系。

对于图 2 中的双基地仿真模型,依次改变基线长度 d 和目标运动圆半径 R_s 的取值,来探究双基地声呐最优分置角 β 的变化规律。改变取值的方式有两种:其一,保持目标活动半径 R_s 不变,逐步改变基线长度 d 的取值,对应图 6 中的方式②;其二,保持基线长度 d 不变,不断改变目标活动半径 R_s 的取值,对应图 6 中的方式①。但是,两种取值方式下的系统配置比 d/R_s 相同。

图 7 为上述两种取值方式下的双基地最优分置

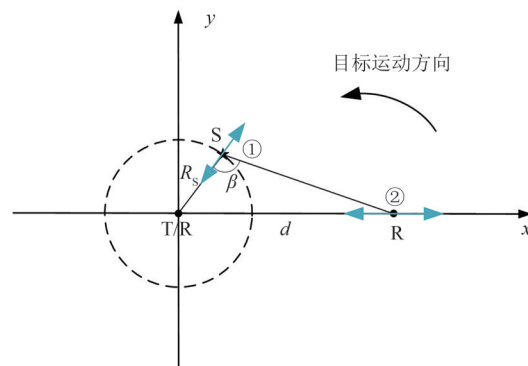


图 6 双基地声呐的系统配置模型

Fig. 6 System configuration model of bistatic sonar system

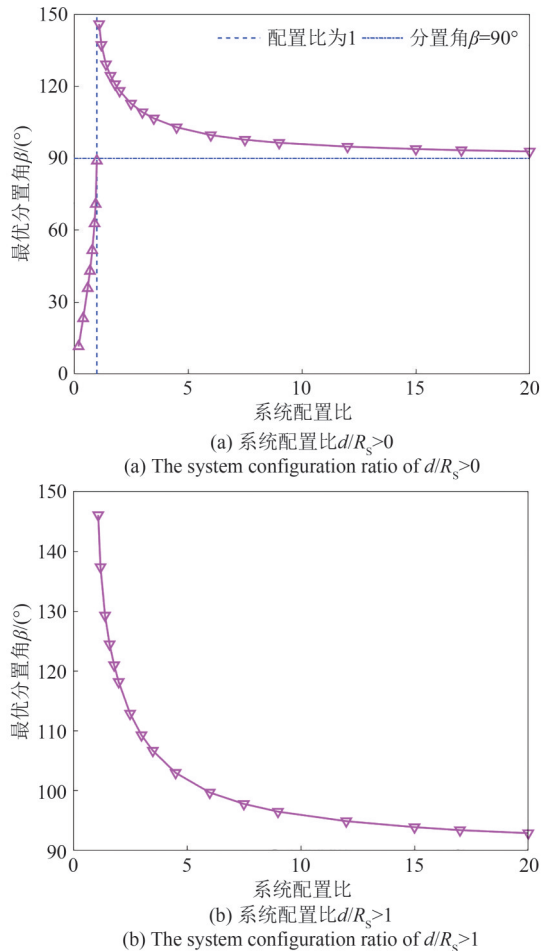


图7 双基地最优分置角与系统配置比的关系曲线

Fig. 7 Variation curve of bistatic optimal separation angle with system configuration ratio

角 β 与系统配置比 d/R_s 的关系曲线。除了系统配置比参数改变外,其他仿真参数保持一致。

从图7中可知,两种不同取值方式下的曲线完全重合,这反映了在优质因数 Q 保持不变的前提下,双基地声呐最优分置角 β 只和系统配置比 d/R_s 有关。即只要系统配置比不变,无论双基地声呐与目标的相对位置如何变化,最佳的分置角 β 具有唯一性。这个结论在实际布阵时具有重要作用。

此外,观察图7(a)可以发现,最佳分置角 β 的变化趋势在 $d/R_s=1$ 处发生断裂,且两侧的变化规律恰好相反。这是因为当 $d/R_s \leq 1$ 时,分置角 β 的最大取值都小于 90° ,故最佳的分置角 β 也只能在小于 90° 范围内取值。观察图7(b)可知,当配置比 $1 < d/R_s \leq 5$ 时,双基地分置角 β 下降比较剧烈。而当配置比 $d/R_s > 5$

时,基地分置角 β 波动较小,大体分布在 $(90^\circ \sim 100^\circ)$ 角度范围内。如果继续增大系统配置比,当满足 $d \gg R_s$,最佳分置角 β 最终会逐渐趋向于 90° 。

图8反映了双基地声呐的CRLB随着优质因数 Q 的变化关系。优质因数 Q 在 $(100 \sim 150)$ dB内均匀取值,其他参数保持不变。

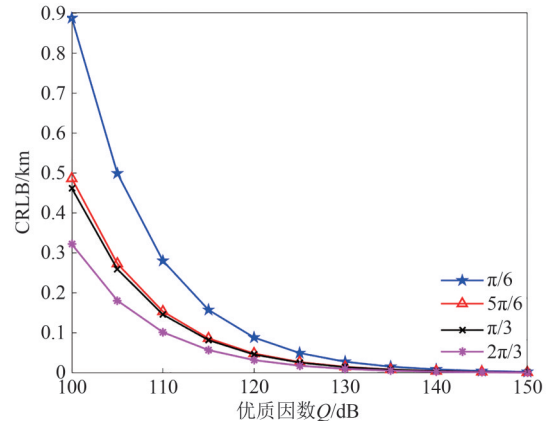


图8 双基地CRLB与优质因数的关系曲线

Fig. 8 Variation curve of bistatic CRLB with the quality factor

由式(24)可知,随着优质因数 Q 的增大,各节点处的接收信噪比也会同比增加,因此测距误差的方差将会逐步减小,从而双基地CRLB也会随之降低。这个结论完全符合图8中的变化趋势。不仅如此,在本文的假设条件下优质因数 Q 的取值为常数,与目标位置处的观测性能无关。所以随着优质因数 Q 的改变,不会对双基地声呐系统的阵位设计结果产生影响,只会改变不同目标位置处的定位精度。

此外,深入观察可以发现,在所选取的几个代表性分置角中,越靠近最佳分置角 $\beta=109.3^\circ$,定位误差越小。当优质因数 Q 取值较大时,双基地几种配置下的CRLB差距很小。故在实际布阵时,也可以通过提升收发基地的设备性能来提高对目标的定位精度。

3.4 探究声速波动对目标定位性能的影响

在前文的双基地CRLB推导过程中都假定了海洋声速恒定不变,但是由于海洋环境的随机性与复杂性,随着声波传播路径的变化,海洋声速也会发生上下波动。而声速的波动势必会干扰目标定位性能,因此有必要研究声波波动误差对目标定位精度造成的影响。

假设海洋平均声速为 c , 则各基地利用式(2)可以求出实际目标距离为

$$\begin{cases} R'_T = 1/2 \cdot (c + \Delta c) \cdot (t_{TR} + \Delta t_{TR}) \\ R'_\Sigma = (c + \Delta c) \cdot (t_R + \Delta t_R) \end{cases} \quad (27)$$

其中, R'_T 和 R'_Σ 为各基地实测目标距离值, t_{TR} 和 t_R 为测量时间, 由式(2)计算得到。 $\Delta[\cdot]$ 表示对应的观测误差。

又假设声速波动误差与时间观测误差都服从零均值的高斯分布, 且两者相互独立, 则由式(20)可以推出双基地距离测量误差的方差为

$$\begin{cases} \sigma_\Sigma^2 = t_R^2 \cdot \sigma_c^2 + c^2 \cdot \sigma_{t_R}^2 + \sigma_c^2 \cdot \sigma_{t_R}^2 \\ \sigma_{TR}^2 = 1/4 \cdot (t_{TR}^2 \cdot \sigma_c^2 + c^2 \cdot \sigma_{t_{TR}}^2 + \sigma_c^2 \cdot \sigma_{t_{TR}}^2) \end{cases} \quad (28)$$

式中, σ_c^2 为声速波动误差的方差。

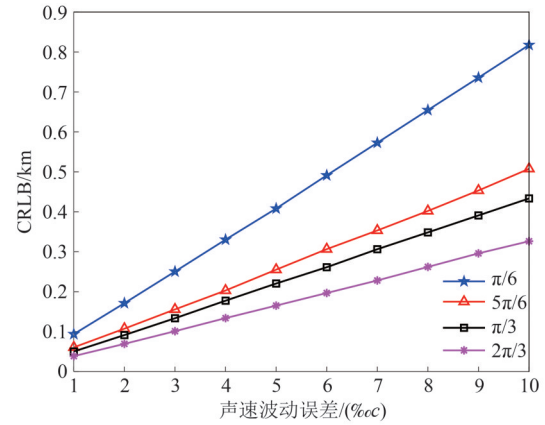
图9为双基地 CRLB 与声速波动误差之间的关系曲线。其中, 平均声速取 $c=1500$ m/s, 声速波动误差 σ_c 取值 $(1\% \sim 10\%)c$ 。时间观测量的标准差取 10 ms, 优质因数取 $Q=110$ dB。其他仿真参数不变, 蒙特卡洛 50000 次。

由图9可知, 在两种目标定位场景下双基地 CRLB 随着声速波动误差的增加而不断增大。并且与图4中增加时间误差相比, 增大声速误差引起的定位误差值更大。这是因为式(28)中多增加了两项误差值引起的。此外还可以观察得到, 分置角相同所对应曲线上的误差增量值接近相等, 并在所选取的几个代表性分置角中, 同样是越靠近最佳分置角位置, 目标的定位精度越高。

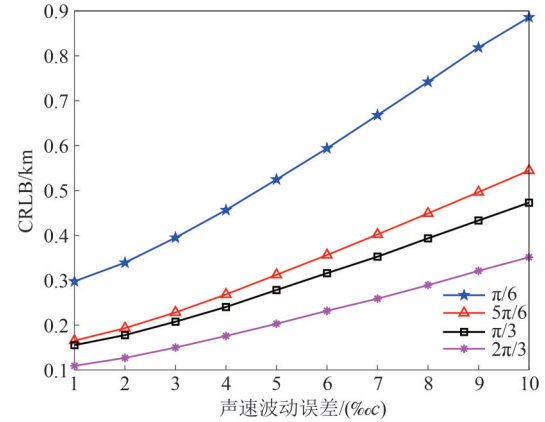
另外, 在式(28)中可以发现, 考虑声速波动的距离观测误差与测量时间有关, 而测量时间又由式(2)计算得到。因此声速波动误差考虑了节点位置处的观测性能, 这将会影响合作与非合作两种定位场景下的阵位设计结果。故需要探究受到声速波动误差影响条件下, 不同系统配置比与所对应的最优分置角 β 之间的变化关系。

图10为不同声速波动误差条件下, 双基地最优分置角 β 随着系统配置比的变化曲线。声速波动误差、时间观测误差与图9保持一致。而非合作定位场景下的仿真参数与图5保持一致。蒙特卡洛 50000 次, 所得仿真结果如图10所示。

由于双基地最优分置角 β 在系统配置比 $d/R_s = 1$ 处发生断裂, 因此在图10中只选取了系统配置比大于1的部分。观察图10(a)可知, 当声速波动误差



(a) Collaborative positioning scenarios



(b) Non-cooperative positioning scenarios

图9 双基地 CRLB 与声速波动误差的关系曲线

Fig. 9 Variation curve of bistatic CRLB with sound velocity error

为0时, 双基地的最优分置角与系统配置无关, 为恒定值, 符合上图3所得结论。当考虑声速波动误差时, 双基地最优分置角 β 与系统配置紧密相关, 不同系统配置比所得到的阵位设计结果不同。这是因为受到不同目标距离的影响, 与非合作定位场景下考虑目标观测性能所得规律类似, 如图10(b)所示。

另外, 在合作定位场景下, 双基地最优分置角 β 受到声速波动误差的影响更大。而在非合作定位场景中, 当系统配置比增加到一定程度时, 双基地最优分置角 β 将不受声速波动误差的影响, 阵位设计结构也将不再发生变化。

4 模拟场景下的实验仿真验证

4.1 合作定位场景

本节主要验证在合作定位场景下所设计布阵

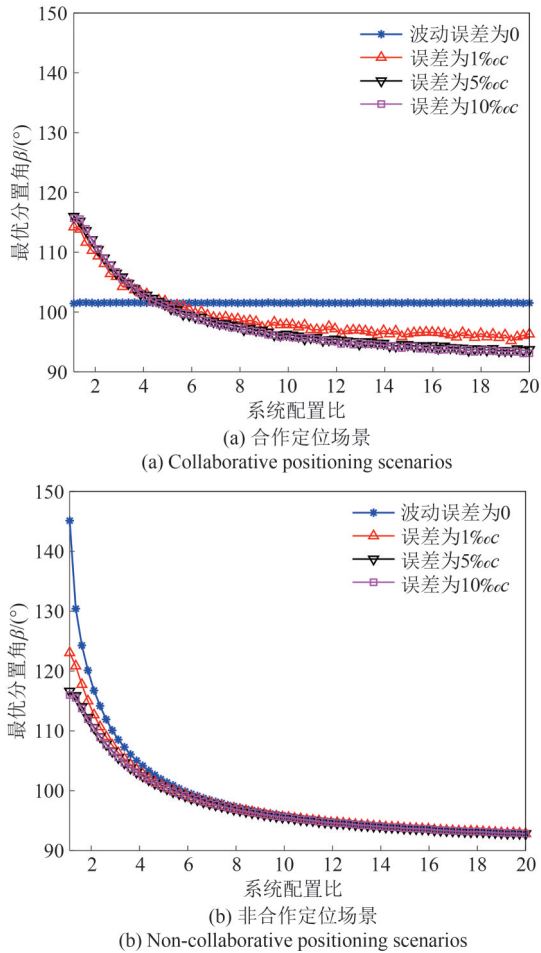


图10 双基地最优分置角与系统配置比的关系曲线
Fig. 10 Variation curve of bistatic optimal separation angle with system configuration ratio

结构的合理性。为此建立了图11所示的双基地声呐目标定位场景示意图。

在图11中,两个基地分布在 x 轴原点两侧,两者之间的距离为基线长度 d 。目标 S 在边长为 L 的

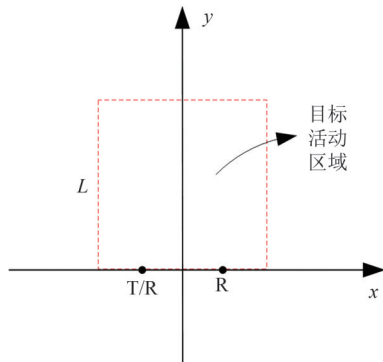


图11 目标定位场景示意图
Fig. 11 Schematic diagram of target positioning scene

正方形区域内随机出现,并且其出现的概率服从高斯分布。

设目标 S 随机出现的概率服从均值为区域中心,且标准差为 $L/5$ 的高斯分布 $N(0, L^2/25)$ 。在此概率分布下,目标出现在正方形测试区域内的概率为97%。取边长 $L=50$ km,可得此条件下的目标点出现轨迹如图12所示。其中目标点数量为5000个。

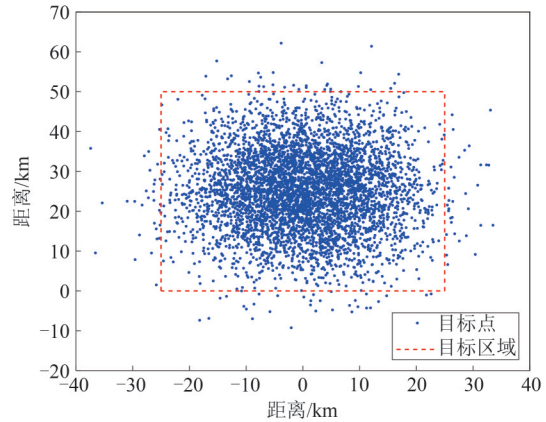


图12 目标点出现轨迹示意图
Fig. 12 Schematic diagram of the trajectory of the target point

将图12生成的5000个随机点作为目标 S 的可能位置代入式(19)中,计算不同分置角下的定位误差,可以得到双基地CRLB与基地分置角 β 的关系曲线。其中,系统测时误差为零均值的高斯白噪声,标准差都取10 ms。蒙特卡洛50000次。

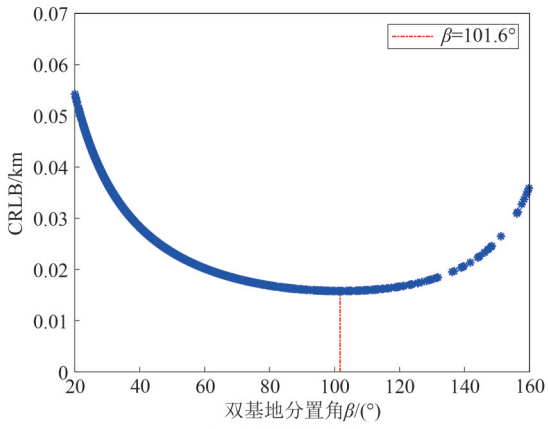
图13为基线长度 $d=20$ km、 $d=30$ km条件下,双基地CRLB与基地分置角 β 的关系曲线。

观察图13可知,尽管双基地系统中的基线长度 d 取值不同,但是最高定位精度所对应的分置角 β 都在恒定值 101.5° 附近。因此布阵结论得到验证。在合作定位场景下,由于假定了系统的测时误差服从相同的概率分布,且将其简化为零均值的高斯分布,这种处理没有考虑双基地系统中各节点的观测性能,使得双基地的CRLB与不同的目标距离无关,从而最优分置角 β 一定对应为恒定值。在模拟场景下的仿真实验也验证了这个结论。

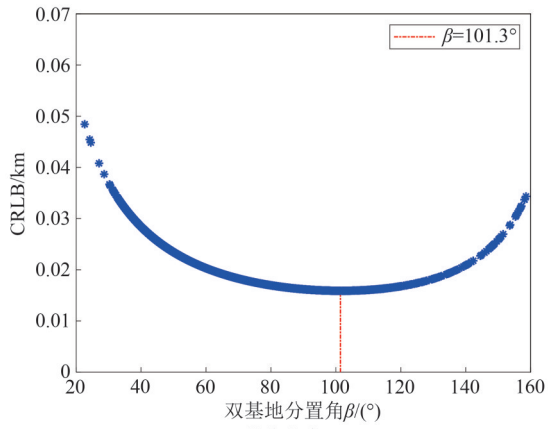
4.2 非合作定位场景

本节需要对非合作定位场景下的布阵设计结果进行验证。为了更直观的反映结论,对图11的目标定位场景进行调整,如图14所示。

在图14中,发射站T/R位于坐标原点,接收站R



(a) 基线长度 $d=20$ km
(a) Baseline length $d=20$ km



(b) 基线长度 $d=30$ km
(b) Baseline length $d=30$ km

图 13 双基地 CRLB 随着基地分置角的变化曲线

Fig. 13 Variation curve of bistatic CRLB with separation angles

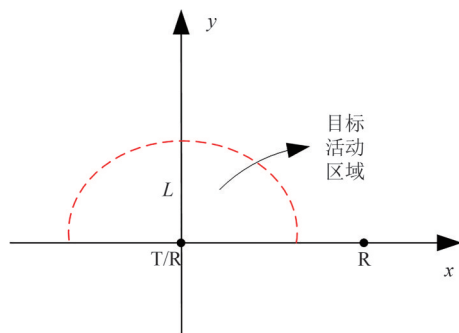


图 14 目标定位场景示意图

Fig. 14 Schematic diagram of target positioning scene

位于 x 正半轴。目标 S 在半径为 L 的半圆内随机出现, 其出现的概率服从均值为 $(0, L/2)$, 标准差为 $L/5$ 的高斯分布 $N(0, L^2/25)$ 。

图 15 为圆半径 $L=30$ km 条件下得到的目标出现轨迹示意图。目标点数同为 5000 个, 可以计算得

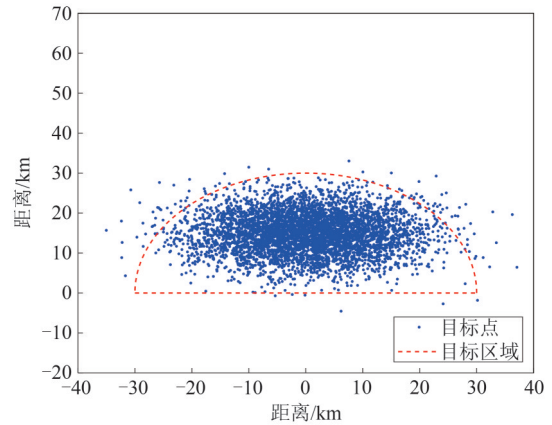


图 15 目标点出现轨迹示意图

Fig. 15 Schematic diagram of the trajectory of the target point

到随机点落入目标活动内的概率为 98%。

在非合作定位场景中, 需要考虑节点位置的观测性能对定位精度的影响。不同目标位置所对应的最优分置角 β 不同, 即需要探究系统配置与双基地分置角 β 之间的关系。

同样将图 15 中的随机点作为目标 S 出现的可能位置, 代入式 (19) 中计算不同系统配置下的双基地分置角 β , 及其对应的双基地 CRLB。

设目标 S 出现的轨迹圆半径 $L=30$ km, 基线长度 $d=40$ km。为了增加数据量, 将目标出现点数增加至 10 万个, 其他仿真参数与上图 5 一致。仿真得到不同系统配置下双基地分置角 β 的分布情况如图 16 所示。

对于图 16 的仿真结果, 需要从纵向来观察。当目标 S 在半圆内随机出现时, 每个位置点会对应一

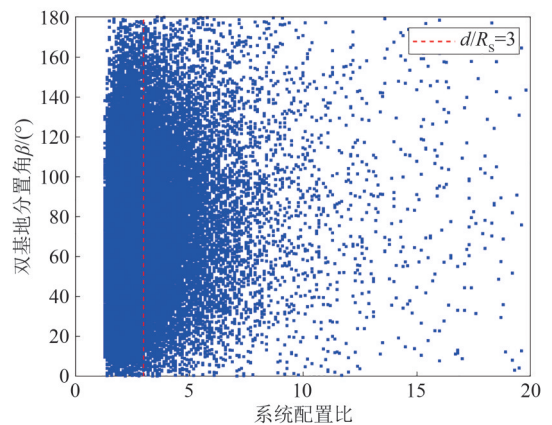


图 16 系统配置与双基地分置角的对应关系图

Fig. 16 Correspondence diagram between system configuration and bistatic separation angle

个系统配置比、一个基地分置角和一个双基地CRLB。相同系统配置比所对应的不同基地分置角 β 会分布在图16中的纵轴线上,如图中的红色虚线。此外,还可以观察得到,以高斯分布概率出现的10万个目标点,其对应的系统配置比 d/R_s 大多分布在(1~5)范围内,这是由于设定的高斯分布函数所决定。

将图16中系统配置比 $d/R_s=3$ 这条纵轴线上的分置角 β 全部取出,并依次计算双基地的CRLB。同理,改变基线长度,取 $d=50$ km,再次计算双基地的CRLB,最终经过仿真可得双基地CRLB与分置角 β 的关系如图17所示。

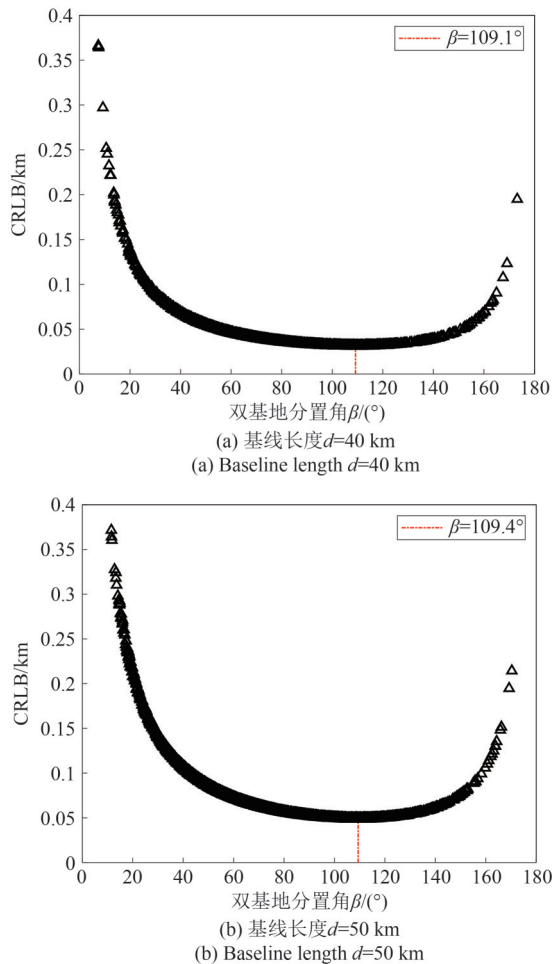


图17 双基地CRLB随着基地分置角的变化曲线

Fig. 17 Variation curve of bistatic CRLB with separation angles

观察图17可得,当双基地的系统配置比 $d/R_s=3$ 时,其最高定位精度对应的最优分置角 β 分布在 109.3° 附近,与上图5的结果一致,故布阵设计的结论得到验证。

5 结论

本文针对合作与非合作两种定位场景,利用TOL主动定位算法研究了双基地声呐系统的阵位设计问题。经过性能仿真分析可得,合作定位场景下的双基地最优分置角为恒定值;而非合作定位场景下的最优分置角与双基地声呐的系统配置有关。因此,在实际布阵时可以采取以下原则来设计双基地声呐系统的阵位结构:

1) 区分系统测时误差假设的适用场景,当不考虑节点的观测性能时,可套用合作定位场景;反之,则套用非合作定位场景;

2) 在合作定位场景下布阵时,将双基地分置角 β 设置在 101.5° 数值附近;

3) 在非合作定位场景下布阵时,可以通过改变基线长度的大小,结合系统配置比来调整双基地分置角。比如当系统配置比 $d/R_s > 20$ 时,可将双基地分置角 β 设置在 90° 数值附近。

综合而言,本文在研究过程中对背景环境、声速波动误差等影响因子进行了简化假设,未来可以考虑更加贴合实际定位场景的前提条件,以得到更加精确化的阵位设计结果。

参考文献

- [1] 刘清宇,蔡志明. 发展新型声呐系统的几个科学问题[J]. 声学学报, 2019, 44(2): 209-213.
LIU Qingyu, CAI Zhiming. Several scientific problems in developing new sonar systems[J]. Acta Acustica, 2019, 44(2): 209-213.(in Chinese)
- [2] SON H S. Smart tracking algorithm for multi-static sonar based on expectation maximisation[J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2020, 14(10): 1624-1630.
- [3] 李鹏飞. 基于水下无人集群协同探测的区域配置优化研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2020.
LI Pengfei. Research on regional configuration optimization based on collaborative detection of underwater unmanned platforms[D]. Harbin: Harbin Engineering University, 2020.(in Chinese)
- [4] 龙露莹,赵海潮,李迪. 多基地声呐浮标系统的布阵设计分析[J]. 声学及电子工程, 2022(1): 6-9.
LONG Luying, ZHAO Haichao, LI Di. Analysis of array design of multi-base sonar buoy system[J]. Acoustics and Electronics Engineering, 2022(1): 6-9. (in Chinese)
- [5] 李崑,孙长瑜,余华兵,等. 多基地声呐配置策略研

- 究[J]. 兵工学报, 2009, 30(6): 844-848.
- LI Yi, SUN Changyu, YU Huabing, et al. Research on the deployment strategy of multistatic sonar[J]. *Acta Armamentarii*, 2009, 30(6): 844-848. (in Chinese)
- [6] 王立婷, 陶剑锋, 葛辉良. 基于主被动多基地声呐探测面积节点配置优化[C]//中国声学学会. 2019年全国声学大会论文集. 声学技术, 2019: 215-216.
- WANG Liting, TAO Jianfeng, GE Huiliang. Optimization of node configuration based on active and passive multistatic sonar detection area[C]//Acoustical Society of China. Proceedings of 2019 National Acoustics Conference. *Acoustic Technology*, 2019: 215-216. (in Chinese)
- [7] 黄亚楠. 基于时差优选与布站优化的无源定位技术研究[D]. 厦门: 厦门大学, 2019: 43-50.
- HUANG Yanan. Research on passive location technology based on station selection optimization and placement optimization [D]. Xiamen: Xiamen University, 2019: 43-50. (in Chinese)
- [8] NGUYEN N H, DOĞANÇAY K. Optimal geometry analysis for multistatic TOA localization [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2016, 64(16): 4180-4193.
- [9] XU Sheng, OU Yongsheng, WU Xinyu. Optimal sensor placement for 3-D time-of-arrival target localization[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2019, 67(19): 5018-5031.
- [10] XU Sheng, OU Yongsheng, ZHENG Weimin. Optimal sensor-target geometries for 3-D static target localization using received-signal-strength measurements [J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2019, 26(7): 966-970.
- [11] 顾晓东, 邱志明, 袁志勇. 多基地声呐接收机最优布阵的探讨[J]. 兵工学报, 2008, 29(3): 287-290.
- GU Xiaodong, QIU Zhiming, YUAN Zhiyong. A study of optimal array distribution for multistatic sonar receiver [J]. *Acta Armamentarii*, 2008, 29(3): 287-290. (in Chinese)
- [12] 徐景峰, 舒象兰, 韩树平, 等. T²-R型多基地声呐定位精度研究[J]. 兵工学报, 2014, 35(7): 1052-1059.
- XU Jingfeng, SHU Xianglan, HAN Shuping, et al. Research on accuracy of localization algorithm for T²-R multistatic sonar [J]. *Acta Armamentarii*, 2014, 35 (7) : 1052-1059. (in Chinese)
- [13] MORENO-SALINAS D, PASCOAL A, ARANDA J. Optimal sensor placement for acoustic underwater target positioning with range-only measurements [J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2016, 41(3): 620-643.
- [14] O' LONE C E, DHILLON H S, BUEHRER R M. A statistical characterization of localization performance in wireless networks [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2018, 17(9): 5841-5856.
- [15] 闫青丽, 陈建峰. 分布式声源定位系统节点最优布局方法及性能研究[J]. 电子学报, 2018, 46(5): 1186-1193.
- YAN Qingli, CHEN Jianfeng. Node placement optimization for distributed acoustic source localization system and performance study [J]. *Acta Electronica Sinica*, 2018, 46(5): 1186-1193. (in Chinese)
- [16] 杜金香, 张本茂. 基于TOA的水下目标定位算法克拉美罗界[J]. 西北工业大学学报, 2019, 37(5): 871-877.
- DU Jinxiang, ZHANG Benmao. Cramér-Rao lower bound of target localization method based on TOA measurements [J]. *Journal of Northwestern Polytechnical University*, 2019, 37(5): 871-877. (in Chinese)
- [17] LATINOVIĆ Z, HUANG H. A channel model for indoor time-of-arrival ranging [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2020, 19(2): 1415-1428.
- [18] 黄东华, 胡德秀, 骆丽萍, 等. 联合角度-时延-多普勒的分布式MIMO雷达运动目标定位代数解算法[J]. 信号处理, 2023, 39(2): 356-370.
- HUANG Donghua, HU Dexiu, LUO Liping, et al. An algebraic solution for moving target localization in distributed MIMO radar using Angle-Delay-Doppler measurements [J]. *Journal of Signal Processing*, 2023, 39 (2) : 356-370. (in Chinese)
- [19] 周荣艳, 陈建峰, 李晓强, 等. 基于目标高斯分布的定位系统节点最优部署方法[J]. 系统工程与电子技术, 2021, 43(7): 1791-1796.
- ZHOU Rongyan, CHEN Jianfeng, LI Xiaoqiang, et al. Optimal deployment method of sensors in localization system based on targets with Gaussian distribution [J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2021, 43(7) : 1791-1796. (in Chinese)
- [20] 张德, 李保卫, 范茂军, 等. 利用定位估计的克拉美罗下界进行双基地声呐系统最优配置[J]. 声学学报, 2021, 46(3): 387-393.
- ZHANG De, LI Baowei, FAN Maojun, et al. Optimal configuration of bistatic sonar system using Cramer Rao Lower Bound of position estimation [J]. *Acta Acustica*, 2021, 46(3): 387-393. (in Chinese)
- [21] 王英民, 刘若辰, 王成. 多基地声呐原理与应用[M]. 北京: 电子工业出版社, 2015.
- WANG Yingmin, LIU Ruochen, WANG Cheng. Principle and Application of Multi-base Sonar [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2015. (in Chinese)
- [22] 周荣艳, 陈建峰, 闫青丽, 等. 海洋声场中分布式无源定位系统的节点配置方法[J]. 声学学报, 2020, 45(1): 29-37.
- ZHOU Rongyan, CHEN Jianfeng, YAN Qingli, et al. A

sensor configuration method for distributed passive localization system in ocean acoustic field[J]. Acta Acustica, 2020, 45(1): 29-37. (in Chinese)

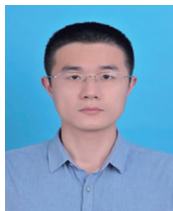
- [23] 鞠建波, 郁红波, 单志超, 等. 舰机双基地协同主动声探测范围分析[J]. 指挥控制与仿真, 2021, 43(1): 19-23.
JU Jianbo, YU Hongbo, SHAN Zhichao, et al. Cooperative active acoustic detection range analysis of ship and aircraft bases [J]. Command Control & Simulation, 2021, 43(1): 19-23. (in Chinese)

作者简介



马雪飞 男, 1980年生, 黑龙江哈尔滨人。哈尔滨工程大学信息与通信工程学院教授, 博士生导师, 博士后, 主要研究方向为水下通信、水下制导及对抗技术等。

E-mail: maxuefei@hrbeu.edu.cn



宋清华 男, 1995年生, 湖北黄冈人。华中科技大学航空航天工程学院博士, 武汉第二船舶设计研究所工程师, 主要研究方向为舰船总体设计。

E-mail: song1995@qq.com



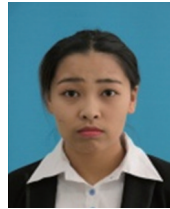
姚吉(通讯作者) 男, 1997年生, 江西吉安人。哈尔滨工程大学水声工程学院硕士研究生, 主要研究方向为水下目标探测与定位技术。

E-mail: YaoJi136@163.com



陶鹏 男, 1991年生, 湖北武汉人。上海交通大学硕士研究生, 中国舰船研究中心高级工程师, 主要研究方向为舰船总体设计。

E-mail: 1483595324@qq.com



胡鹏鹏 女, 1997年生, 黑龙江绥化人。哈尔滨工程大学水声工程学院硕士研究生, 四川九洲电器集团有限责任公司设计师, 主要研究方向为水声信号处理、目标检测及定位技术。

E-mail: h18845584883@163.com



周游 男, 1983年生, 黑龙江哈尔滨人。哈尔滨工业大学机电工程学院博士生, 主要研究方向为水下通信及自组网技术研究。

E-mail: zhouyoutc@163.com