

说明书

发明名称：一种信息融合的海上搜救无线传感网定位方法

技术领域

[0001] 本发明涉及海洋无线传感网节点定位技术领域，具体涉及一种信息融合的海上搜救无线传感网定位方法。

背景技术

[0002] 作为海洋经济的重要组成部分，海上交通运输业的发展至关重要。为保障海上运输的安全，相关部门制定了一系列措施来防止事故的发生，特别是针对人为因素导致的海上交通事故。然而，海上环境复杂多变，极端气候的出现威胁着海上运输的安全，如长江之星邮轮事故。当极端气候导致海难事故发生时，如何尽可能地减少生命财产安全的损失是非常关键的一环。作为保障海上人命安全的最后一道屏障，海上搜救(Marine Search and Rescue, MSR)能够通过多方位、多部门一体化地协同合作，较大幅度地减少生命及财产损失。现阶段针对海上搜救主要通过遥感图像亦或是根据风流等速度尽可能缩小搜救范围，以便实施救援。然而该方式耗时长，且误差大，很大程度上可能错过救援的黄金时期。为改善这一缺陷，利用无线传感网(Wireless Sensor Networks, WSNs)良好的自组织性、可扩展性以及自适应性，可以较高地提升搜救成功率以及效率。

[0003] 然而，如何在海上搜救传感网中精确、高效地定位救援目标是一个挑战。一方面海上高度动态的环境，救援目标会随着风流等移动，使得定位较为困难，且定位效率低；另一方面，海上高延时、低带宽的通信信道使得定位精度较差，再加上海浪遮蔽效应及多径效应等产生的非线性非高斯噪声，进一步增大了定位误差。此外，仅依靠单一的测距技术，如接收信号强度值(Received Signal Strength, RSS)，其误差会因技术固有的缺陷随着搜救范围的增大而增大。现有存在的定位技术针对海上搜救无线传感网上述三个问题没有很好的解决方案，不能很好地兼顾定位的精度以及效率，无法做到实时、高效且精确定位待救援目标。

[0004] 发明内容

[0005] 本发明的目的在于提供一种信息融合的海上搜救无线传感网定位方法，以解决仅依靠单一测距手段的海上无线传感网定位技术因监测区域面积增大、噪声增加而导致的定位精度下降问题。该方法适应于高动态的海洋环境，且能在较大范围的监测区域，较高的海浪遮蔽噪声下保持较好的定位性能。

[0006] 为了达到上述目的，本发明通过以下技术方案实现：

[0007] 一种基于信息融合的海上搜救无线传感网定位方法，其特征是，包含以下步骤：

[0008] S1、考虑海浪遮蔽噪声，分别构建RSS和TOA测距模型；

[0009] S2、根据约束，融合RSS和TOA多源测距信息，构造混合测距约束最小二乘框架；

[0010] S3、引入缓冲因子，利用一种改进块主元旋转的方法获取目标初始位置，具体为：通过将待求变量索引分为两个集合并定义对应变量的子集，计算其互补基解并判断是否为可行解，若不满足则对所述集合进行更新，所述更新过程引入缓冲因子；循环交替上述判断及更新步骤，最终使所有待求变量解均为可行解即目标位置初始解；

[0011] S4、基于泰勒级数一阶展开式，推导得到一种线性再优化方法，对S3中得到的初始解进行误差修正，进而得到位置更为精确的解。

[0012] 步骤S1所述构建RSS和TOA测距模型，具体包含：

[0013] S11、若网络中有N个锚节点，在t时刻第i个锚节点的位置可表示

为 $\mathbf{a}_i^t = [a_{i1}^t, a_{i2}^t]^T$ ，其中T表示转置。待救援目标在t时刻的位置表示为

$\mathbf{x}^t = [x_1^t, x_2^t]^T$ 。锚节点在每一时刻可收到来自目标通过无线电信号传播的信号强

度信息，即：

$$P_{ii}^t = \underbrace{P_s^t - PL(d_0)}_{P_0^t} - 10\alpha^t \log_{10} \frac{\|\mathbf{x}^t - \mathbf{a}_i^t\|}{d_0} + \gamma_i^t \quad (1a)$$

[0015] 一个由无线电信号传播的信号强度信息来测距的模型就构建出来，即RSS测距模型；其中， P_{ii}^t 表示第i个锚节点在t时刻收到目标的发射功率值； d_0 表示参考距离值，通常为1m； P_s^t 表示目标在t时刻的发射功率； $PL(d_0)$ 表示发射信号强度在

相关参考距离下的损失值； α^t 表示在t时刻的路径损耗因子； $\|\mathbf{x}^t - \mathbf{a}_i^t\|$ 表示二阶范数； γ_i^t 表示RSS测距测距模型中均值为零、方差分别为 σ_i^t 满足高斯分布的海浪遮蔽噪声。

[0016] S12、同样地，锚节点还可收到来自目标的到达时间信息，可表示为：

$$[0017] \quad d_i^t = \|\mathbf{x}^t - \mathbf{a}_i^t\| + \eta_i^t \quad (1b)$$

[0018] 一个由信号传播时间来测距的模型就构建出来，即TOA模型；其中 η_i^t 表示TOA测距模型中均值为零、方差分别为 δ_i^t 满足高斯分布的海浪遮蔽噪声。

[0019] 步骤S2所述融合RSS测距模型和TOA测距模型中的多源测距信息，构造混合测距约束最小二乘框架，具体包含：

[0020] S21、根据S11所得表达式(1a)进行移项变换可得：

$$[0021] \quad \mu_i^t \cdot \|\mathbf{x}^t - \mathbf{a}_i^t\| = \lambda_i^t \cdot 10^{\frac{\gamma_i^t}{10\alpha^t}} \quad (2)$$

$$[0022] \quad \text{其中,} \quad \mu_i^t = 10^{\frac{P_{ii}^t}{10\alpha^t}}; \quad \lambda_i^t = d_0^t 10^{\frac{P_0^t}{10\alpha^t}}.$$

[0023] S22、对S21得到的式(2)进行线性展开，可得：

$$[0024] \quad \mu_i^t \cdot \|\mathbf{x}^t - \mathbf{a}_i^t\| = \lambda_i^t \cdot \left(1 + \frac{\ln 10}{10\alpha^t} \sigma\right) \quad (3)$$

[0025] S23、考虑约束 $\sigma_i^t \approx \sigma_i \approx \sigma$ 以及 $\delta_i^t \approx \delta_i \approx \delta$ ，则原定位问题可构造为基于混合测距的无约束最小二乘框架表达式，即：

$$[0026] \quad \arg \min_{\mathbf{x}^t} \sum_{i=1}^N \left(\lambda_i^t - \mu_i^t \cdot \|\mathbf{x}^t - \mathbf{a}_i^t\| \right)^2 + \sum_{i=1}^N \left(d_i^t - \|\mathbf{x}^t - \mathbf{a}_i^t\| \right)^2 \quad (4)$$

[0027] S24、对S23得到的式(4)进行平方展开，可得：

$$[0028] \quad \arg \min_{\mathbf{x}^t} \sum_{i=1}^N \left(\left\{ \lambda_i^t \right\}^2 - \left\{ \mu_i^t \right\}^2 \chi^t + 2 \left\{ \mu_i^t \right\}^2 \left\{ \mathbf{a}_i^t \right\}^T \mathbf{x}^t - \left\{ \mu_i^t \right\}^2 \left\| \mathbf{a}_i^t \right\|^2 \right)^2 \\ + \sum_{i=1}^N \left(\left\{ d_i^t \right\}^2 - \chi^t + 2 \left\{ \mathbf{a}_i^t \right\}^T \mathbf{x}^t - \left\| \mathbf{a}_i^t \right\|^2 \right) \quad (5)$$

[0029] S25、另 $\theta^t = [x_1^t, x_2^t, \lambda^t]^T$ 作为变量，其中M表示该变量中待求的量，结合约束 θ^t

≥ 0 ，原定位问题可进一步构造为混合测距约束最小二乘(HM-CLS)框架，即：

[0030]
$$\arg \min_{\theta^t \geq 0} \|A^t \theta^t - B^t\|^2 \quad (6)$$

[0031] 其中，

$$A^t = \begin{bmatrix} 2\{\mu_k^t\}^2 \{a_1^t\}^T & -\{\mu_k^t\}^2 \\ \vdots & \vdots \\ 2\{\mu_N^t\}^2 \{a_N^t\}^T & -\{\mu_N^t\}^2 \\ 2\{a_1^t\}^T & -1 \\ \vdots & \vdots \\ 2\{a_N^t\}^T & -1 \end{bmatrix}, B^t = \begin{bmatrix} \{\mu_k^t\}^2 \|a_1^t\|^2 - \{\lambda^t\}^2 \\ \vdots \\ \{\mu_N^t\}^2 \|a_N^t\|^2 - \{\lambda^t\}^2 \\ \|a_1^t\|^2 - \{a_1^t\}^2 \\ \vdots \\ \|a_N^t\|^2 - \{a_N^t\}^2 \end{bmatrix} \quad (7)$$

[0032] 步骤S3所述引入缓冲因子，利用一种块主元旋转的方法，通过循环交替可行索引获取目标位置初始解，具体包含：

[0033] S31、将待求变量索引分为两个集合，即 κ 和 ϑ ，其中

$\kappa \cup \vartheta = \{1, \dots, M\}$ ， $\kappa \cap \vartheta = \emptyset$ 。另外，定义 ξ_κ ， ξ_ϑ ， Ψ_κ ， Ψ_ϑ 为对应变量的子集， A_κ^t 和 A_ϑ^t 为对应矩阵 A^t 的子矩阵。

[0034] S32、根据式(8)和式(9)计算得到互补基解 $(\xi_\kappa, \Psi_\vartheta)$ ，若满足约束 $\xi_\kappa \geq 0$ 且 $\Psi_\vartheta \geq 0$ ，则为可行解，否则为非可行解。

[0035]
$$\xi_\kappa = \arg \min_{\xi_\kappa} \|A_\kappa^t \xi_\kappa - B^t\|^2 \quad (8)$$

[0036]
$$\Psi_\vartheta = (A_\vartheta^t)^T (A_\kappa^t \xi_\kappa - B^t) \quad (9)$$

[0037] S33、当互补基解不满足约束时，定义集合 Γ 使其满足：

[0038]
$$\Gamma = \{j \in \kappa : \xi_j < 0\} \cup \{j \in \vartheta : \Psi_j < 0\} \quad (10)$$

[0039] S34、对于 $j \in \Gamma$ ，变量 ξ_j 为非可行解。根据式(11)规则进一步更新 κ 和 ϑ ：

$$\begin{aligned} \kappa &= (\kappa - R) \cup (R \cap \mathcal{G}) \\ \mathcal{G} &= (\mathcal{G} - R) \cup (R \cap \kappa) \end{aligned} \quad (11)$$

[0041] 其中，R为非空子集且 $R \subset \Gamma$ 。

[0042] S35、当更新规则陷入循环或无法找寻对应解时，利用式(12)作为候补更新规则找寻可行解，即：

$$R = \{j: j = \max\{j \in \Gamma\}\} \quad (12)$$

[0043] S36、在更新过程中，引入缓冲因子 φ ，当非可行解增加时，缓冲因子则减小。若缓冲因子为0时，则使用候补更新规则找寻可行解，并将其存入 β 中。

[0044] S37、依据S32至S36进行循环更新，直到所有待求变量解均为可行解。

[0045] 步骤S4所述基于泰勒级数一阶展开式，推导得到一种线性再优化方法，对S3中得到的初始解进行误差修正，进而得到位置更为精确的解。具体包含：

[0046] S41、根据S36求得的初始解 $\hat{\theta}_{SCM}^t$ 进一步构造损失函数，即：

$$J = (A^t \theta^t - B^t)^T A^t \theta^t - B^t = (\theta^t - \hat{\theta}_{SCM}^t)^T (A^t)^T A^t (\theta^t - \hat{\theta}_{SCM}^t) \quad (13)$$

[0048] S42、利用一阶泰勒级数展开公式，对 $\theta^t - \hat{\theta}_{SCM}^t$ 在 $\theta_{1:2}^t$ 接近 $\hat{x}^t$ 进行展开，其中 $\theta_{1:2}^t$ 表示变量 θ^t 前两项； $\hat{x}^t$ 表示最终估计值。则对应表达式可变为：

$$\theta^t - \hat{\theta}_{SCM}^t = \theta^t \Big|_{\theta_{1:2}^t = \hat{x}^t} - \hat{\theta}_{SCM}^t + \frac{\partial \theta^t}{\partial (\theta_{1:2}^t)^T} \Big|_{\theta_{1:2}^t = \hat{x}^t} (\theta_{1:2}^t - \hat{x}^t) = \Theta + \Im (\theta_{1:2}^t - \hat{x}^t) \quad (14)$$

[0050] 其中，

$$\begin{aligned} \Theta &= \theta^t \Big|_{\theta_{1:2}^t = \hat{x}^t} - \hat{\theta}_{SCM}^t = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \|\hat{x}^t\|^2 - \hat{\chi}^t \end{bmatrix} \\ \Im &= \frac{\partial \theta^t}{\partial (\theta_{1:2}^t)^T} \Big|_{\theta_{1:2}^t = \hat{x}^t} (\theta_{1:2}^t - \hat{x}^t) = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_2 \\ 2(\hat{x}^t)^T \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (15)$$

[0051] S43、结合式S41与S42步骤得到函数，损失函数进一步可表示为：

$$J = \left\{ \Theta + \Im (\theta_{1:2}^t - \hat{x}^t) \right\}^T (A^t)^T A^t \left\{ \Theta + \Im (\theta_{1:2}^t - \hat{x}^t) \right\} \quad (16)$$

[0053] S44、通过S43得到表达式，对 $\theta_{1:2}^t$ 求偏导，则：

$$[0054] \quad \frac{\partial J}{\partial \theta'_{1,2}} = 2\mathfrak{Z}^T(A')^T A' \mathfrak{Z}(\theta'_{1,2} - \hat{x}') + 2\mathfrak{Z}^T(A')^T A' \Theta \quad (17)$$

[0055] S45、令S44得到表达式为0，可得到误差，随后进行误差校正操作，可得：

$$[0056] \quad \hat{x}'_{\text{corrected}} = \hat{x}' - \left\{ \mathfrak{Z}^T(A')^T A' \mathfrak{Z} \right\}^{-1} \mathfrak{Z}^T(A')^T A' \Theta \quad (18)$$

[0057] 本发明与现有技术相比具有以下优点：该方法适应于高动态的海洋环境，且能在较大范围的监测区域，较高的海浪遮蔽噪声下保持较好的定位性能，解决了仅依靠单一测距手段的海上无线传感网定位技术因监测区域面积增大、噪声增加而导致的定位精度下降问题。

附图说明

[0058] 图1为海上搜救无线传感网系统结构图。

[0059] 图2为本发明一种信息融合的海上搜救传感网定位方法流程图。

[0060] 图3为本发明的改进块主元旋转定位方法伪代码。

[0061] 图4(a)、图4(b)为本发明不同监测区域的定位性能。

[0062] 图5(a)、图5(b)为本发明不同噪声的定位性能。

具体实施方式

[0063] 以下结合附图，通过详细说明一个较佳的具体实施案例，对本发明做进一步阐述。

[0064] 图1表示海上搜救传感网结构框图，当船舶遇险时，待救援目标(图1中直径较大圆点)携带者具有相关节点装置的救生衣，救援直升飞机到相关海域布洒带有GPS或北斗信号、即能够实时获取位置的锚节点(图1中较小直径圆点)，锚节点与待救援目标身上的节点(目标节点)通过Zigbee协议构成无线传感网络，随后搜索救援目标的问题变为网络节点的定位问题。当获取了待救援目标的位置后，锚节点将相关信息传给救援船以及卫星，卫星再通过信号及网络传给陆地上的相关部门，以便实施具体施救方案。

[0065] 假设网络中有N个锚节点，在t时刻第i个锚节点的位置可表示为

$\mathbf{a}_i^t = [a_{i1}^t, a_{i2}^t]^T$ 。待救援目标在t时刻的位置表示为 $\mathbf{x}^t = [x_1^t, x_2^t]^T$ 。锚节点在每一时

刻可收到来自目标通过无线电信号传播的到达时间(Time of Arrival, TOA)以及信号强度(Received Signal Strength, RSS)信息。

- [0066] 如图2所示, 为定位目标, 本发明提出一种信息融合的海上搜救无线传感网定位方法(Lightweight Computational Localization Technology using Information Fusing, LCCT-IF), 具体包含:
- [0067] S1、考虑海浪遮蔽噪声, 分别构建RSS和TOA测距模型;
- [0068] S2、根据约束, 融合RSS测距模型和TOA测距模型中的多源测距信息, 构造混合测距约束最小二乘框架;
- [0069] S3、引入缓冲因子, 利用一种改进块主元旋转的方法, 通过循环交替可行解索引获取目标位置初始解;
- [0070] S4、基于泰勒级数一阶展开式, 推导得到一种线性再优化方法, 对S3中得到的初始解进行误差修正, 进而得到位置更为精确的解。

[0071] 本实施案例中, 所述的步骤S1具体包含:

[0072] S11、收到的RSS信息, 即RSS测距模型可表示为:

$$P_{ri}^t = \underbrace{P_s^t - PL(d_0)}_{P_0^t} - 10\alpha^t \log_{10} \frac{\|\mathbf{x}^t - \mathbf{a}_i^t\|}{d_0} + \gamma_i^t \quad (1a)$$

[0074] 其中, P_{ri}^t 表示第*i*个锚节点在*t*时刻收到目标的发射功率值; d_0 表示参考距离值, 通常为1m; P_s^t 表示目标在*t*时刻的发射功率; $PL(d_0)$ 表示发射信号强度在相关参考距离下的损失值; α^t 表示在*t*时刻的路径损耗因子; $\|\mathbf{x}^t - \mathbf{a}_i^t\|$ 表示二阶范数; γ_i^t 表示RSS测距模型均值为零、方差分别为 σ_i^t 满足高斯分布的海浪遮蔽噪声。

[0075] S12、同样地, 锚节点还可收到来自目标的到达时间(Time of Arrival, TOA)信息, 即TOA测距模型可表示为:

$$d_i^t = \|\mathbf{x}^t - \mathbf{a}_i^t\| + \eta_i^t \quad (1b)$$

[0077] 其中 η_i^t 表示TOA测距模型均值为零、方差分别为 δ_i^t 满足高斯分布的海浪遮蔽噪声。

[0078] 所述的步骤S2具体包含：

[0079] S21、根据S11所得表达式(1a)进行移项变换可得：

$$[0080] \quad \mu_i^t \cdot \|\mathbf{x}^t - \mathbf{a}_i^t\| = \lambda_i^t \cdot 10^{\frac{\rho_i^t}{10\alpha^t}} \quad (2)$$

$$[0081] \quad \text{其中,} \quad \mu_i^t = 10^{\frac{P_{\pi}^t}{10\alpha^t}}; \quad \lambda^t = d_0 10^{\frac{P_0^t}{10\alpha^t}}。$$

[0082] S22、对S21得到的式(2)进行线性展开，可得：

$$[0083] \quad \mu_i^t \cdot \|\mathbf{x}^t - \mathbf{a}_i^t\| = \lambda^t \cdot \left(1 + \frac{\ln 10}{10\alpha^t} \sigma\right) \quad (3)$$

[0084] S23、考虑约束 $\sigma_i^t \approx \sigma_i \approx \sigma$ 以及 $\delta_i^t \approx \delta_i \approx \delta$ ，则原定位问题可构造为基于混合测距的无约束最小二乘框架表达式，即：

$$[0085] \quad \arg \min_{\mathbf{x}^t} \sum_{i=1}^N \left(\lambda^t - \mu_i^t \cdot \|\mathbf{x}^t - \mathbf{a}_i^t\| \right)^2 + \sum_{i=1}^N \left(d_i^t - \|\mathbf{x}^t - \mathbf{a}_i^t\| \right)^2 \quad (4)$$

[0086] S24、对S23得到的式(4)进行平方展开，可得：

$$[0087] \quad \arg \min_{\mathbf{x}^t} \sum_{i=1}^N \left(\left\{ \lambda^t \right\}^2 - \left\{ \mu_i^t \right\}^2 \lambda^t + 2 \left\{ \mu_i^t \right\}^2 \left\{ \mathbf{a}_i^t \right\}^T \mathbf{x}^t - \left\{ \mu_i^t \right\}^2 \left\| \mathbf{a}_i^t \right\|^2 \right)^2 \\ + \sum_{i=1}^N \left(\left\{ d_i^t \right\}^2 - \lambda^t + 2 \left\{ \mathbf{a}_i^t \right\}^T \mathbf{x}^t - \left\| \mathbf{a}_i^t \right\|^2 \right)^2 \quad (5)$$

[0088] S25、另 $\boldsymbol{\theta}^t = [x_1^t, x_2^t, \lambda^t]^T$ 作为变量，其中M表示该变量中待求的数量，结合约束

$\theta^t \geq 0$ ，原定位问题可进一步构造为混合测距约束最小二乘(HM-CLS)框架，即：

$$[0089] \quad \arg \min_{\boldsymbol{\theta}^t \geq 0} \left\| \mathbf{A}^t \boldsymbol{\theta}^t - \mathbf{B}^t \right\|^2 \quad (6)$$

$$[0090] \quad \text{其中,} \quad \mathbf{A}^t = \begin{bmatrix} 2\{\mu_1^t\}^2 \{\mathbf{a}_1^t\}^T & -\{\mu_1^t\}^2 \\ \vdots & \vdots \\ 2\{\mu_N^t\}^2 \{\mathbf{a}_N^t\}^T & -\{\mu_N^t\}^2 \\ 2\{\mathbf{a}_1^t\}^T & -1 \\ \vdots & \vdots \\ 2\{\mathbf{a}_N^t\}^T & -1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}^t = \begin{bmatrix} \{\mu_1^t\}^2 \left\| \mathbf{a}_1^t \right\|^2 - \left\{ \lambda^t \right\}^2 \\ \vdots \\ \{\mu_N^t\}^2 \left\| \mathbf{a}_N^t \right\|^2 - \left\{ \lambda^t \right\}^2 \\ \left\| \mathbf{a}_1^t \right\|^2 - \left\{ d_1^t \right\}^2 \\ \vdots \\ \left\| \mathbf{a}_N^t \right\|^2 - \left\{ d_N^t \right\}^2 \end{bmatrix} \quad (7)$$

[0091] 所述的步骤S3具体包含：

[0092] S31、将待求变量索引分为两个集合，即 κ 和 $\mathcal{G}$ ，其中

$\kappa \cup \mathcal{G} = \{1, \dots, M\}$, $\kappa \cap \mathcal{G} = \emptyset$ 。另外，定义 ξ_κ , $\xi_{\mathcal{G}}$, Ψ_κ , $\Psi_{\mathcal{G}}$ 为对应变量的子集， A'_κ 和 $A'_{\mathcal{G}}$ 为对应矩阵 A' 的子矩阵。

[0093] S32、根据式 (8) 和式 (9) 计算得到互补基解 $(\xi_\kappa, \Psi_{\mathcal{G}})$ ，若满足约束 $\xi_\kappa \geq 0$ 且 $\Psi_{\mathcal{G}} \geq 0$ ，则为可行解，否则为非可行解。

$$[0094] \quad \xi_\kappa = \arg \min_{\xi_\kappa} \|A'_\kappa \xi_\kappa - B'\|^2. \quad (8)$$

$$[0095] \quad \Psi_{\mathcal{G}} = (A'_{\mathcal{G}})^T (A'_\kappa \xi_\kappa - B') \quad (9)$$

[0096] S33、当互补基解不满足约束时，定义集合 Γ 使其满足：

$$[0097] \quad \Gamma = \{j \in \kappa : \xi_j < 0\} \cup \{j \in \mathcal{G} : \Psi_j < 0\} \quad (10)$$

[0098] S34、对于 $j \in \Gamma$ ，变量 ξ_j 为非可行解。根据式 (11) 规则进一步更新 κ 和 $\mathcal{G}$ 。

$$[0099] \quad \begin{aligned} \kappa &= (\kappa - R) \cup (R \cap \mathcal{G}) \\ \mathcal{G} &= (\mathcal{G} - R) \cup (R \cap \kappa) \end{aligned} \quad (11)$$

[0100] 其中， R 为非空子集且 $R \subset \Gamma$ 。

[0101] S35、当更新规则陷入循环或无法找寻对应解时，利用式 (12) 作为候补更新规则找寻可行解，即：

$$R = \{j : j = \max \{j \in \Gamma\}\} \quad (12)$$

[0102] S36、在更新过程中，引入缓冲因子 φ ，当非可行解增加时，缓冲因子则减小。

若缓冲因子为 0 时，则使用候补更新规则找寻可行解，并将其存入 β 中。

[0103] S37、依据 S32 至 S36 进行循环更新，直到所有待求变量解均为可行解。

[0104] 详细的基于块主元旋转方法伪代码如图 3 所示。

[0105] 所述的步骤 S4 具体包含：

[0106] S41、根据 S36 求得的初始解 $\hat{\theta}_{\text{SCM}}$ 进一步构造损失函数，即：

$$[0107] \quad J = (A'\theta' - B')^T A'\theta' - B' = (\theta' - \hat{\theta}_{\text{SCM}})^T (A')^T A' (\theta' - \hat{\theta}_{\text{SCM}}) \quad (13)$$

[0108] S42、利用一阶泰勒级数展开公式，对 $\theta^t - \hat{\theta}_{\text{SCM}}^t$ 在 $\theta_{1:2}^t$ 接近 $\hat{x}^t$ 进行展开，其中 $\theta_{1:2}^t$ 表

示变量 θ^t 前两项； $\hat{x}^t$ 表示最终估计值。则对应表达式可变为：

[0109]

$$\theta^t - \hat{\theta}_{\text{SCM}}^t = \theta^t \Big|_{\theta_{1:2}^t = \hat{x}^t} - \hat{\theta}_{\text{SCM}}^t + \frac{\partial \theta^t}{\partial (\theta_{1:2}^t)^T} \Big|_{\theta_{1:2}^t = \hat{x}^t} (\theta_{1:2}^t - \hat{x}^t) = \Theta + \mathfrak{I} (\theta_{1:2}^t - \hat{x}^t) \quad (14)$$

[0110] 其中，

$$\Theta = \theta^t \Big|_{\theta_{1:2}^t = \hat{x}^t} - \hat{\theta}_{\text{SCM}}^t = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \|\hat{x}^t\|^2 - \hat{\chi}^t \end{bmatrix}$$

$$\mathfrak{I} = \frac{\partial \theta^t}{\partial (\theta_{1:2}^t)^T} \Big|_{\theta_{1:2}^t = \hat{x}^t} (\theta_{1:2}^t - \hat{x}^t) = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_2 \\ 2(\hat{x}^t)^T \end{bmatrix} \quad (15)$$

[0111] S43、结合式S41与S42步骤得到函数，损失函数进一步可表示为：

$$J = \left\{ \Theta + \mathfrak{I} (\theta_{1:2}^t - \hat{x}^t) \right\}^T (A^t)^T A^t \left\{ \Theta + \mathfrak{I} (\theta_{1:2}^t - \hat{x}^t) \right\} \quad (16)$$

[0113] S44、通过S43得到表达式，对 $\theta_{1:2}^t$ 求偏导，则：

$$\frac{\partial J}{\partial \theta_{1:2}^t} = 2\mathfrak{I}^T (A^t)^T A^t \mathfrak{I} (\theta_{1:2}^t - \hat{x}^t) + 2\mathfrak{I}^T (A^t)^T A^t \Theta \quad (17)$$

[0115] S45、令S44得到表达式为0，可得到误差，随后进行误差校正操作，可得：

$$\hat{x}_{\text{corrected}}^t = \hat{x}^t - \left\{ \mathfrak{I}^T (A^t)^T A^t \mathfrak{I} \right\}^{-1} \mathfrak{I}^T (A^t)^T A^t \Theta \quad (18)$$

[0117] 为验证本发明提供算法LCCT-IF在发生海难事故时定位的有效性，在Matlab R2021b进行仿真实验，利用随机游走模型模拟海洋高度的动态性，使得每一时刻所有目标及锚节点位置在变化，通过对比不同信息融合定位算法，如权值最小二乘法(WLS)、平方距离权值最小二乘法(SRWLS)、线性最小二乘法(LLS)、半

正定规划算法(SDP)，以均方根误差为评价标准，即式(19)，在不同条件下进行仿真实验。

$$[0118] \quad RMSE = \sqrt{\frac{1}{t_{\max}} \sum_{t=1}^{t_{\max}} \|\hat{\mathbf{x}}^t - \mathbf{x}^t\|} \quad (19)$$

[0119] 其中， $\mathbf{x}^t$ 表示真实位置； $\hat{\mathbf{x}}^t$ 表示估计位置； $t_{\max}$ 表示总时间，仿真中设置为1000s。

[0120] 图4为不同监测区域大小的定位性能。受到海上风流等的影响，落水目标会随着时间的流逝而呈现动态影响，因此监测区域的面积亦会呈现动态变化过程。设置监测区域边长为变量，其他相关参数为： $\sigma_i^2 = 5 \text{ dB}$ ， $\delta_i^2 = 5 \text{ m}$ ， $\alpha^t = 3.5$ ， $P_0^t = -55 \text{ dBm}$ ， $N=8$ 。图4(a)为不同区域边长情况下的定位误差。从图中可以看出WLS，SRWLS以及SDP随着监测区域面积的增加，定位误差有所增大。而LLS及本发明提出的LCCT-IF算法对于监测区域的变化有着一定的鲁棒性，他们的定位误差均保持在较稳定的水平。本发明的LCCT-IF算法相较于LLS拥有更好的定位精度。从附图4(b)可以看出，LCCT-IF能够在不同监测区域下保持误差在5m以内的概率达95%，相比于其他算法中性能最好的LLS(达到相同概率95%的误差为7m)要来的更好。

[0121] 图5为不同噪声的定位性能。由于海上环境复杂多变，因此其信道条件较为复杂。为此，需要验证在不同噪声情况下的定位精度。仿真在区域边长为100m的正方形监测区域进行，相关参数具体设置如下： $N=8$ ， $\alpha^t = 3.5$ ， $P_0^t = -55 \text{ dBm}$ 。从图5(a)可以看出，定位误差随着噪声的增加而增大。本发明提出的LCCT-IF相较于其他方法性能更好，其定位误差始终能维持在3m以内。另外，从图5(b)可以看到，本发明提出的算法在不同噪声条件下能够使误差小于1.89m，3.32m，4.16m以及5.06m的概率达到95%，而其他方法达到相同概率的误差均超过LCCT-IF。

[0122] 尽管本发明的内容已经通过上述优选实施例作了详细介绍，但应当认识到上述的描述不应被认为是对本发明的限制。在本领域技术人员阅读了上述内容后，

对于本发明的多种修改和替代都将是显而易见的。因此，本发明的保护范围应由所附的权利要求来限定。

权利要求书

[权利要求 1] 一种信息融合的海上搜救无线传感网定位方法，其特征在于，包含以下步骤：

S1、考虑海浪遮蔽噪声，分别构建RSS和TOA测距模型；
 S2、根据约束，融合RSS测距模型和TOA测距模型中的多源测距信息，构造混合测距约束最小二乘框架；
 S3、引入缓冲因子，利用一种改进块主元旋转的方法获取目标初始位置，具体为：通过将待求变量索引分为两个集合并定义对应变量的子集，计算其互补基解并判断是否为可行解，若不满足则对所述集合进行更新，所述更新过程引入缓冲因子；循环交替上述判断及更新步骤，最终使所有待求变量解均为可行解即目标位置初始解；
 S4、对S3中所述的初始解进行误差修正，首先构造损失函数，再基于泰勒级数一阶展开式进行线性再优化，通过误差矫正得到位置更为精确的误差修正后的解。

[权利要求 2] 如权利要求1所述的一种信息融合的海上搜救无线传感网定位方法，其特征在于，步骤S1所述考虑海浪遮蔽噪声，分别构建RSS和TOA测距模型，具体包含：

S11、若网络中有N个锚节点，在t时刻第i个锚节点的位置可表示为 $\mathbf{a}_i^t = [a_{i1}^t, a_{i2}^t]^T$ ，待救援目标在t时刻的位置表示为 $\mathbf{x}^t = [x_1^t, x_2^t]^T$ ；锚节点在每一时刻可收到来自目标通过无线电信号传播的信号强度信息，形成由无线电信号传播的信号强度信息来测距的RSS测距模型，即：

$$P_{ri}^t = \underbrace{P_s^t - PL(d_0)}_{P_0^t} - 10\alpha \log_{10} \frac{\|\mathbf{x}^t - \mathbf{a}_i^t\|}{d_0} + \gamma_i^t \quad (1a)$$

其中, P_i^t 表示第*i*个锚节点在*t*时刻收到目标的发射功率值; d_0 表示参考距离值, 通常为1m; P_s^t 表示目标在*t*时刻的发射功率; $PL(d_0)$ 表示发射信号强度在相关参考距离下的损失值; α^t 表示在*t*时刻的路径损耗因子; $\|\mathbf{x}^t - \mathbf{a}_i^t\|$ 表示二阶范数; γ_i^t 表示RSS测距模型均值为零、方差分别为 σ_i^t 满足高斯分布的海浪遮蔽噪声;

S12、同样地, 通过锚节点收到来自目标的到达时间信息, 构建由信号传播时间来测距的TOA测距模型, 表示为:

$$d_i^t = \|\mathbf{x}^t - \mathbf{a}_i^t\| + \eta_i^t \quad (1b)$$

其中 η_i^t 表示TOA测距模型均值为零、方差分别为 δ_i^t 满足高斯分布的海浪遮蔽噪声。

[权利要求 3]

如权利要求2所述的一种信息融合的海上搜救无线传感网定位方法, 其特征在于, 步骤S2所述融合RSS和TOA测距模型中的测距信息, 结合约束构建混合测距的约束最小二乘框架, 具体包含:

S21、根据S11所得表达式(1a)进行移项变换可得:

$$\mu_i^t \cdot \|\mathbf{x}^t - \mathbf{a}_i^t\| = \lambda_i^t \cdot 10^{\frac{\gamma_i^t}{10\alpha^t}} \quad (2)$$

其中,

$$\mu_i^t = 10^{\frac{P_{ti}^t}{10\alpha^t}}; \quad \lambda^t = d_0^t 10^{\frac{P_0^t}{10\alpha^t}};$$

S22、对S21得到的式(2)进行线性展开, 可得:

$$\mu_i^t \cdot \|\mathbf{x}^t - \mathbf{a}_i^t\| = \lambda^t \cdot \left(1 + \frac{\ln 10}{10\alpha^t} \sigma\right) \quad (3)$$

S23、考虑约束 $\sigma_i^t \approx \sigma_i \approx \sigma$ 以及 $\delta_i^t \approx \delta_i \approx \delta$, 结合式(1b)将原定位问题构造为基于混合测距的无约束最小二乘框架表达式, 即:

$$\arg \min_{\mathbf{x}^t} \sum_{i=1}^N \left(\lambda^t - \mu_i^t \cdot \|\mathbf{x}^t - \mathbf{a}_i^t\| \right)^2 + \sum_{i=1}^N \left(d_i^t - \|\mathbf{x}^t - \mathbf{a}_i^t\| \right)^2 \quad (4)$$

S24、对S23得到的式(4)进行平方展开，可得：

$$\begin{aligned} \arg \min_{\mathbf{x}^t} \sum_{i=1}^N & \left(\left\{ \lambda^t \right\}^2 - \left\{ \mu_i^t \right\}^2 \chi^t + 2 \left\{ \mu_i^t \right\}^2 \left\{ \mathbf{a}_i^t \right\}^T \mathbf{x}^t - \left\{ \mu_i^t \right\}^2 \left\| \mathbf{a}_i^t \right\|^2 \right)^2 \\ & + \sum_{i=1}^N \left(\left\{ d_i^t \right\}^2 - \chi^t + 2 \left\{ \mathbf{a}_i^t \right\}^T \mathbf{x}^t - \left\| \mathbf{a}_i^t \right\|^2 \right)^2 \end{aligned} \quad (5)$$

S25、令 $\boldsymbol{\theta}^t = [x_1^t, x_2^t, \chi^t]^T$ 作为变量，其中M表示该变量中待求的量，

结合约束 $\theta^t \geq 0$ ，原定位问题可进一步构造为混合测距约束最小二乘(HM-CLS)框架，即：

$$\arg \min_{\boldsymbol{\theta}^t \geq 0} \left\| \mathbf{A}^t \boldsymbol{\theta}^t - \mathbf{B}^t \right\|^2 \quad (6)$$

其中，

$$\mathbf{A}^t = \begin{bmatrix} 2\{\mu_1^t\}^2\{\mathbf{a}_1^t\}^T & -\{\mu_1^t\}^2 \\ \vdots & \vdots \\ 2\{\mu_N^t\}^2\{\mathbf{a}_N^t\}^T & -\{\mu_N^t\}^2 \\ 2\{\mathbf{a}_1^t\}^T & -1 \\ \vdots & \vdots \\ 2\{\mathbf{a}_N^t\}^T & -1 \end{bmatrix}, \mathbf{B}^t = \begin{bmatrix} \{\mu_1^t\}^2\|\mathbf{a}_1^t\|^2 - \{\chi^t\}^2 \\ \vdots \\ \{\mu_N^t\}^2\|\mathbf{a}_N^t\|^2 - \{\chi^t\}^2 \\ \|\mathbf{a}_1^t\|^2 - \{\mathbf{a}_1^t\}^2 \\ \vdots \\ \|\mathbf{a}_N^t\|^2 - \{\mathbf{a}_N^t\}^2 \end{bmatrix} \quad (7)$$

其中， $\mathbf{A}^t$ 、 $\mathbf{B}^t$ 为混合测距约束最小二乘(HM-CLS)框架的矩阵参数值。

[权利要求 4]

如权利要求3所述的一种信息融合的海上搜救无线传感网定位方法，其特征在于，步骤S3所述引入缓冲因子，利用一种改进块主元旋转方法获取目标初始位置，具体包含：

S31、将S25中的待求变量M索引分为两个集合，即 κ 和 $\mathcal{G}$ ，其中 $\kappa \cup \mathcal{G} = \{1, \dots, M\}$ ， $\kappa \cap \mathcal{G} = \emptyset$ ；另外，定义 ξ_κ ， $\xi_{\mathcal{G}}$ ， Ψ_κ ， $\Psi_{\mathcal{G}}$ 为对应变量的子集， A'_κ 和 $A'_{\mathcal{G}}$ 为对应矩阵 A^t 的子矩阵；

S32、根据式 (8) 和式 (9) 计算得到互补基解 $(\xi_\kappa, \Psi_{\mathcal{G}})$ ，若满足约束 $\xi_\kappa \geq 0$ 且 $\Psi_{\mathcal{G}} \geq 0$ ，则为可行解，否则为非可行解；

$$\xi_\kappa = \arg \min_{\xi_\kappa} \|A'_\kappa \xi_\kappa - B^t\|^2 \quad (8)$$

$$\Psi_{\mathcal{G}} = (A'_{\mathcal{G}})^T (A'_\kappa \xi_\kappa - B^t) \quad (9)$$

S33、当互补基解不满足约束时，定义集合 Γ 使其满足：

$$\Gamma = \{j \in \kappa : \xi_j < 0\} \cup \{j \in \mathcal{G} : \Psi_j < 0\} \quad (10)$$

S34、对于 $j \in \Gamma$ ，变量 ξ_j 为非可行解；根据式 (11) 规则进一步更新 κ 和 $\mathcal{G}$ ：

$$\begin{aligned} \kappa &= (\kappa - R) \cup (R \cap \mathcal{G}) \\ \mathcal{G} &= (\mathcal{G} - R) \cup (R \cap \kappa) \end{aligned} \quad (11)$$

其中， R 为非空子集且 $R \subset \Gamma$ ；

S35、当更新规则陷入循环或无法找寻对应解时，利用式 (12) 作为候补更新规则找寻可行解，即：

$$R = \{j : j = \max \{j \in \Gamma\}\} \quad (12)$$

S36、在更新过程中，引入缓冲因子 φ ，当非可行解增加时，缓冲因子则减小；若缓冲因子为0时，则使用候补更新规则找寻可行解，并将其存入 β 中；

S37、依据S32至S36进行循环更新，直到所有待求变量解均为可行解即目标位置初始解。

[权利要求 5]

如权利要求4所述的一种信息融合的海上搜救无线传感网定位方法，其特征在于，步骤S4所述基于泰勒级数一阶展开式，推导得到一种线性再优化方法，对S36中得到的初始解进行误差修正，进而得到位置更为精确的解，具体包含：

S41、根据S36求得的初始解 $\hat{\theta}_{SCM}^t$ 进一步构造损失函数，即：

$$J = \left(A^t \theta^t - B^t \right)^T A^t \theta^t - B^t = \left(\theta^t - \hat{\theta}_{SCM}^t \right)^T \left(A^t \right)^T A^t \left(\theta^t - \hat{\theta}_{SCM}^t \right) \quad (13)$$

S42、利用一阶泰勒级数展开式，对 $\theta^t - \hat{\theta}_{SCM}^t$ 在 $\theta_{1:2}^t$ 接近 $\hat{x}^t$ 进行展开，其中 $\theta_{1:2}^t$ 表示变量 θ^t 前两项； $\hat{x}^t$ 表示最终估计值；则对应表达式可变为：

$$\theta^t - \hat{\theta}_{SCM}^t = \theta^t \Big|_{\theta_{1:2}^t = \hat{x}^t} - \hat{\theta}_{SCM}^t + \frac{\partial \theta^t}{\partial (\theta_{1:2}^t)^T} \Big|_{\theta_{1:2}^t = \hat{x}^t} (\theta_{1:2}^t - \hat{x}^t) = \Theta + \mathfrak{I} (\theta_{1:2}^t - \hat{x}^t) \quad (14)$$

其中，

$$\Theta = \theta^t \Big|_{\theta_{1:2}^t = \hat{x}^t} - \hat{\theta}_{SCM}^t = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \|\hat{x}^t\|^2 - \hat{\chi}^t \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$\mathfrak{I} = \frac{\partial \theta^t}{\partial (\theta_{1:2}^t)^T} \Big|_{\theta_{1:2}^t = \hat{x}^t} (\theta_{1:2}^t - \hat{x}^t) = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_2 \\ 2(\hat{x}^t)^T \end{bmatrix}$$

S43、结合式S41与S42步骤得到函数，损失函数进一步可表示为：

$$J = \left\{ \Theta + \mathfrak{I}(\boldsymbol{\theta}'_{1:2} - \hat{\mathbf{x}}^t) \right\}^T (\mathbf{A}^t)^T \mathbf{A}^t \left\{ \Theta + \mathfrak{I}(\boldsymbol{\theta}'_{1:2} - \hat{\mathbf{x}}^t) \right\} \quad (16)$$

S44、通过S43得到表达式，对 $\boldsymbol{\theta}'_{1:2}$ 求偏导，则：

$$\frac{\partial J}{\partial \boldsymbol{\theta}'_{1:2}} = 2\mathfrak{I}^T(\mathbf{A}^t)^T \mathbf{A}^t \mathfrak{I}(\boldsymbol{\theta}'_{1:2} - \hat{\mathbf{x}}^t) + 2\mathfrak{I}^T(\mathbf{A}^t)^T \mathbf{A}^t \Theta \quad (17)$$

S45、令S44得到表达式为0，可得到误差，随后进行误差校正操作，可得：

$$\hat{\mathbf{x}}^t_{\text{corrected}} = \hat{\mathbf{x}}^t - \left\{ \mathfrak{I}^T(\mathbf{A}^t)^T \mathbf{A}^t \mathfrak{I} \right\}^{-1} \mathfrak{I}^T(\mathbf{A}^t)^T \mathbf{A}^t \Theta \quad (18)$$

即 $\hat{\mathbf{x}}^t_{\text{corrected}}$ 为误差修正后的解。