

一种利用天线旋转的无线传感器网络定位算法

李彬¹, 王文杰^{1,2}, 殷勤业^{1,2}, 杨荣¹

(1. 西安交通大学电子与信息工程学院, 710049, 西安; 2. 西安交通大学
智能网络与网络安全教育部重点实验室, 710049, 西安)

摘要: 针对无线传感器网络的低成本、低耗能以及准确定位的需求,提出了一种基于多普勒效应的射频干涉旋转定位算法(RRIPS). 先利用设置在锚节点上的2个旋转天线发射相同频率的单频信号,产生多普勒效应,再由待测节点通过分析多普勒频率变化规律获得定位所需的距离信息,最终由待定位节点融合锚节点位于不同位置所测得的多组距离信息,从而获得自身的地理位置估计. 与基于射频干涉的分布式节点定位方法(DRIPS)相比,RRIPS仅利用待定位节点的常规无线通信设备接收信号,无需与锚节点进行信息交互,算法简单,运算量小,复杂度低,能耗小. 仿真实验表明,在信噪比为10 dB时,RRIPS比DRIPS在定位精度上提高了1.5 m.

关键词: 无线传感器网络;射频干涉;多普勒效应;天线旋转

中图分类号: TN911.73 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2011)04-0060-07

A Localization Method Using Rotary Antennas in Wireless Sensor Networks

LI Bin¹, WANG Wenjie^{1,2}, YIN Qinye^{1,2}, YANG Rong¹

(1. School of Electronics and Information Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China; 2. MOE Key Laboratory for Intelligent Networks and Network Security, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: A localization method using rotary antennas to generate radio interference(RRIPS) is proposed to meet the requirements of low power consumption and accurate localization in wireless sensor networks(WSN). The anchor in WSN is equipped with two rotary antennas that emit the same single frequency signal to generate Doppler shift and radio interference. Then, the signal strength indication (RSSI) received by the sensor is utilized to obtain the ranging information for localization. Finally, the sensor gets multiple sets of RSSI with the anchor in different locations to calculate its own position when the anchor moves to different locations. Comparisons with distributed localization method based on radio interference (DRIPS) show that RRIPS is of low complexity and energy consumption and only relies on radio transceivers without extra communication with anchor. Simulation results and comparisons with DRIPS show that RRIPS improves 1.5 m accuracy when SNR is 10 dB.

Keywords: wireless sensor network; radio interference; Doppler shift; rotary antenna

在无线传感器网络(WSN)中,没有地理位置信息的数据往往没有意义,故无线传感器节点定位在无线传感器网络数据路由方面发挥着积极的作用^[1]. 常规的定位算法种类繁多,但总体分两大类:

一类是基于非测距(Range-free)的算法,例如质心法^[2]、DV-Hop算法^[3]、APIT算法^[4]等,这类算法利用节点之间信息交互获得数据包跳数和每跳距离等信息,从而估算出待测节点位置,所需设备简单,

收稿日期: 2010-09-30. 作者简介: 李彬(1983—),男,博士生;王文杰(联系人),男,副教授. 基金项目: 国家自然科学基金资助项目(60772095,60971113);教育部博士学科点基金资助项目(200806980020);国家自然科学基金创新研究群体科学基金资助项目(60921003);国家科技重大专项资助项目(2010ZX03003-002-02).

网络出版时间: 2010-01-10

网络出版地址: <http://www.cnki.net/kcms/detail/61.1069.T.20110110.0856.004.html>

但定位精度较差;另一类是基于测距(Range-based)的算法,例如 RSSI 算法^[5]、AOA 算法^[6]、TOA 算法^[7]、TDOA^[8]等,这类算法利用无线电信号相位信息或无线电信号强度(RSSI)随距离衰减的特性进行测距定位.利用无线电信号强度随距离衰减特性的定位算法设备简单,但精度较差,而利用相位的算法精度较好,但往往存在相位模糊性,需引入复杂算法进行校正.此外,利用超声信号和红外信号进行定位时,需引入额外测量设备,增加了系统复杂性和能耗,且传播距离较短.文献[9]提出了一种射频干涉测量定位算法(RIPS).在该算法中,待定位节点利用单天线测量2个频率相近的干涉信号的低频包络,从而将距离的测量转化为干涉信号相位的测量,最终实现节点的定位,但RIPS存在相位模糊问题,因此需要在多个频点上测量相位来消除相位模糊,极大地增加了系统的复杂性.此外,RIPS是一种集总式定位算法,待定位节点与锚节点之间需大量信息交互,随着网内待定位节点的增多,系统的扩展性、时效性将受限制.

为此,本文提出一种利用多普勒频移的射频干涉旋转定位算法(RRIPS).在该算法中,锚节点天线旋转产生具有一定变化规律的多普勒频率,待定位节点从该变化规律中获取定位所需的距离信息,最终达到自身分布式定位的目的.在RRIPS中,旋转天线的设计虽然增加了锚节点系统的复杂度,但是大大简化了众多节点硬件的复杂度,分担了众多节点算法的工作量,这在大规模网络系统中是完全合理的.由于锚节点中2个天线同源同本振,天线发出的单频信号完全相同,无需进行频偏校正,加之RRIPS在测量过程中不存在相位模糊问题,因此在满足较低的系统复杂度情况下,RRIPS即可获得较高精度的定位效果.

1 利用干涉原理测量多普勒频移

多普勒效应是指波源移向观察者时接收频率变高,而在波源远离观察者时接收频率变低的现象.观察者观察到的频率与波源发射频率之间存在着偏差移动,叫做多普勒频移.在本文算法中,待定位节点通过测量多普勒频移,来达到自身定位的目的.然而,对于一般通信系统,在收发节点本振频偏的基础上精确测量多普勒效应带来的微小频率变化几乎是不可能的,且本振频率漂移也会严重影响着瞬时频率的变化.在文献[9-10]中,由于进行射频干涉的2个单频信号采用不同的晶振,故单频信号之间存在

频偏.该频偏的存在会对微小的多普勒频移的准确测量带来影响,故对频偏的校正需更复杂的算法,这将提高系统的复杂度.针对此问题,本文巧妙利用双天线旋转发射单频信号,同时产生多普勒频移和射频干涉效应.由于产生干涉的单频信号为同源同本振信号,具有天然无偏性,因此可以巧妙地解决单频信号不同源造成频偏的问题.

图1为2个天线旋转时产生的多普勒效应示意图.锚节点上的2个天线A和B分别固定于水平横轴等距的两端,轴心为O,天线水平旋转,速度为 v ,旋转半径为 r ,待定位节点记为R, d 为轴心与R的距离. $\Delta v_A(t)$ 与 $\Delta v_B(t)$ 分别为AR连线方向上与BR连线方向上的速度分量, $\theta_A(t)$ 为AR连线与A点切线速度方向的夹角, $\theta_B(t)$ 为BR连线与B点切线速度方向的夹角.

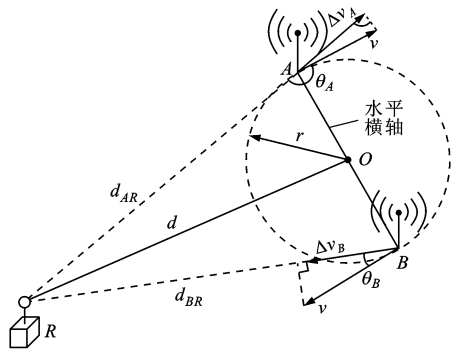


图1 2个天线旋转时产生的多普勒效应示意图

图1中,A和B水平旋转,并在旋转过程中同时发射单频信号,分别记为 $\exp(j2\pi ft + \varphi_A)$ 和 $\exp(j2\pi ft + \varphi_B)$,其中 f 为单频信号频率, φ_A 与 φ_B 分别为由于天线与通道连线长度不同所产生的不同相位.由于多普勒效应的存在,因此节点R接收到的来自天线A和B的射频信号也同时具有多普勒频偏.R接收到的射频信号可表示为

$$s(t) = a_A \exp(j(2\pi(f + \Delta f_A(t))t + \varphi_A)) +$$

$$a_B \exp(j(2\pi(f + \Delta f_B(t))t + \varphi_B)) \quad (1)$$

式中: a_A 和 a_B 分别是天线A和B发射的单频信号经过路径衰减到达R时的幅度; $\Delta f_A(t)$ 与 $\Delta f_B(t)$ 分别表述由于天线A和B旋转产生的多普勒频移,可具体表述为

$$\Delta f_A(t) = \Delta v_A(t)/\lambda = v \cos(\theta_A(t))/\lambda \quad (2)$$

$$\Delta f_B(t) = \Delta v_B(t)/\lambda = v \cos(\theta_B(t))/\lambda \quad (3)$$

在式(1)中,当 f 很高时,直接从射频获得多普勒频移是非常困难的,因此本文采用以下方式间接获得多普勒频移.首先,将式(1)中的射频干涉信号

变频,得到基带复信号

$$s(t) = a_A \exp(j(2\pi(f + \Delta f_A(t) - f_R)t + \varphi_A - \varphi_R)) + a_B \exp(j(2\pi(f + \Delta f_B(t) - f_R)t + \varphi_B - \varphi_R)) \quad (4)$$

式中: f_R 为待定位节点 R 的本振频率; φ_R 为接收节点本振初相和接收通道的响应. R 得到该干涉信号的 RSSI 信号为

$$\|r_R(t)\|^2 = a_A^2 + a_B^2 + 2a_A a_B \cos(2\pi(\Delta f_A(t) - \Delta f_B(t))t + \varphi_B - \varphi_A) \quad (5)$$

式(5)的具体推导可详见附录 A. 由式(5)可以看出,接收信号获得到的 RSSI 信号频率正是由于天线 A 与天线 B 旋转所造成的多普勒频移之差,记为 $f_d(t)$. 从图 1 中可直观看出,当 A 向 R 方向运动时, B 则会远离 R 运动,反之亦然. 这意味着 $\Delta v_A(t)$ 和 $\Delta v_B(t)$ 始终保持方向相反,即 $\Delta f_A(t)$ 与 $\Delta f_B(t)$ 始终保持符号相反,则 $f_d(t)$ 可表示为

$$f_d(t) = \|\Delta f_A(t)\| + \|\Delta f_B(t)\| = \|v \cos(\theta_A(t)) / \lambda\| + \|v \cos(\theta_B(t)) / \lambda\| \quad (6)$$

在某一时刻 t_0 , 天线 A 和 B 旋转至与 R 处于同一条直线,即 $\theta_A(t_0) = \theta_B(t_0) = \pi/2$, 则

$$\Delta f_A(t_0) = \Delta f_B(t_0) = 0, \quad f_d(t_0) = 0 \quad (7)$$

而当天线 A 和 B 旋转至其他任何位置时, $f_d(t)$ 始终大于 0, 且 RSSI 信号频率为 0 的情况周期性重复,如图 2 所示. T 为频率变化周期,且 $T = \pi r / v$. 设天线旋转半径为 2 m, 角速度为 3.2 r/s, 信号频率为 3 GHz. 当 $d \gg r$ 时, 根据多普勒频移公式可计算出 R 检测到的 RSSI 信号频率变化范围约为 0 到 800 Hz 之间. $f_d(t)$ 的最高频率约为单个天线产生的多普勒频移的 2 倍, 这将大大增强多普勒频移的可检测性. 因此, 节点利用自身的简单设备便可以实现低频干涉信号频率的测量, 且频率变化非常明显, 具有一定的抗噪性, 易于检测. 由于传感器节点配备的芯片大多具有 RSSI 输出功能, 因此本文算法充分利用该功能, 从而使得传感器节点采用低速的

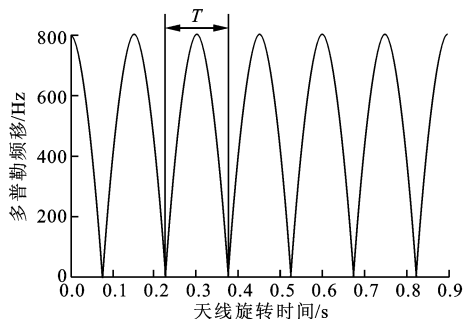
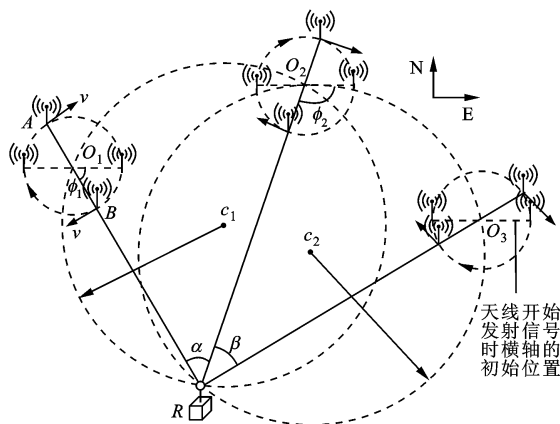


图2 多普勒频移变化图

AD 即可解决 RSSI 的采集问题, 无需使用额外的接收和发送设备.

2 定位系统模型与具体算法

无线传感器网络由一个移动锚节点和大量无线传感器节点组成. 锚节点依靠 GPS 等手段获得自身地理位置信息, 并配置有 2 个具有相同通道的天线 A 、 B . A 、 B 固定在一横轴两端, 并绕轴心水平旋转, 同时发射相同频率的单频信号. 该锚节点可装载于飞机、车辆等移动载体, 可移动到 3 个不同参考位置 (O_1 、 O_2 、 O_3) 发射单频信号. 节点 R 随机地散布在传感区域中且位置待定. 无线信道模型选用 LOS 信道模型. 定位系统模型如图 3 所示.



O_1 、 O_2 、 O_3 为锚节点的 3 个不同参考位置; c_1 为 O_1 、 O_2 、 R 所确定的圆; c_2 为 O_2 、 O_3 、 R 所确定的圆; α 为 R 与 O_1 、 O_2 的夹角; β 为 R 与 O_2 、 O_3 的夹角

图3 定位系统模型

本文算法规定, 当锚节点上的横轴处于东西水平位置时, 天线开始发射单频信号, 如图 3 右下角所标注. 当移动锚节点位于位置 O_1 时, 向全网广播 O_1 的 GPS 信息以及旋转角速度和天线旋转半径(横轴半径). 当横轴旋转至东西水平位置时, 天线开始发射单频信号, 获得待测节点检测多普勒频率变化曲线如图 4a 所示. T_l 为天线持续旋转的时间. 同理, 当锚节点移动到位置 O_2 与 O_3 时, 进行与在位置 O_1 相同的操作, R 检测到的多普勒频率变化如图 4b 和图 4c 所示.

需要特别指出的是, 当锚节点分别处于位置 O_1 、 O_2 、 O_3 时, 天线开始发射单频信号的時刻与锚节点横轴位于东西水平位置保持一致, 即在 3 个不同位置, 锚节点横轴都处于东西水平位置时, 天线开始发射单频信号, 且天线旋转的速度与旋转的方向均

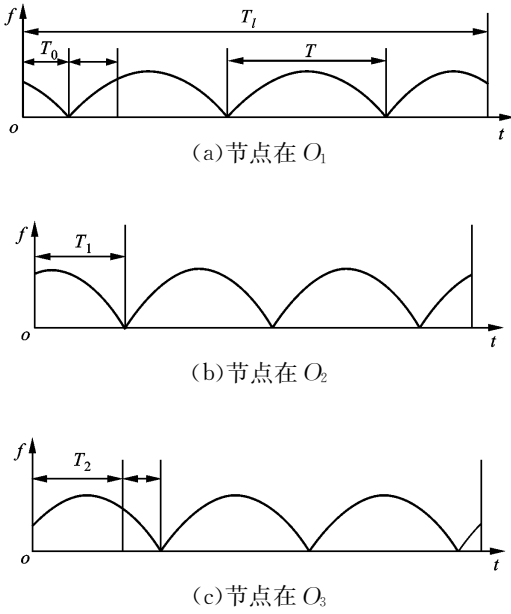


图4 节点在3个不同参考位置检测的多普勒频率变化曲线

保持相同.从图4可以看出,由于地理位置的不同, R 检测到多普勒频率为0的时刻也不同.频率变化曲线的零点对应于天线A、B与 R 处于同一条直线的情况.在位置 O_1 时, T_0 正好对应于横轴从东西水平位置旋转至2根天线与 R 处于同一直线的位置所需的时间.由于旋转速度恒定,且频率变化周期 $T=\pi r/v$,因此可推算出横轴转过的角度 $\phi_1=T_0 v/r$,如图3所示.同理,可计算出锚节点在位置 O_2 时, T_1 内横轴转过的角度 $\phi_2=T_1 v/r$.由三角形外角公式计算出 $\alpha=\phi_2-\phi_1$,即 R 与 O_1 和 O_2 连线的夹角为 α .由几何学可知,满足与2个固定点连线具有相同夹角的点在以这2点连线为弦、弦对应中心角为 2α 的2个圆上.由于锚节点位于不同位置时天线旋转方向一致,因此易知当 $\alpha>0$ 时,待定位节点 R 位于弦南侧,当 $\alpha<0$ 时,待定位节点 R 位于弦北侧.图3所示为 R 位于弦南侧, R 可能所在位置轨迹记为圆 c_1 .同理,得到弦为 O_2 与 O_3 连线、对应圆心角为 2β 的圆 c_2 .由于 O_1 、 O_2 、 O_3 的具体位置通过GPS获得并广播告知于 R ,则圆的半径与圆心位置随之确定.假设 O_1 、 O_2 、 O_3 的二维坐标分别为 (x_1, y_1) 、 (x_2, y_2) 、 (x_3, y_3) ,则 c_1 和 c_2 分别表示为

$$c_1: (x-m_x)^2 + (y-m_y)^2 = 0.5((x_1-x_2)^2 + (y_1-y_2)^2)^{1/2} \tan \alpha \quad (8)$$

$$c_2: (x-n_x)^2 + (y-n_y)^2 = 0.5((x_3-x_2)^2 + (y_3-y_2)^2)^{1/2} \tan \beta \quad (9)$$

式中: (m_x, m_y) 、 (n_x, n_y) 分别为 c_1 、 c_2 圆心的坐标,

具体表示如下

$$\left. \begin{aligned} m_x &= \frac{(x_1+x_2)\tan\alpha + (y_2-y_1)}{2\tan\alpha} \\ m_y &= \frac{(y_1+y_2)\tan\alpha + (x_2-x_1)}{2\tan\alpha} \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

$$\left. \begin{aligned} n_x &= \frac{(x_3+x_2)\tan\beta + (y_3-y_2)}{2\tan\beta} \\ n_y &= \frac{(y_2+y_3)\tan\beta + (x_3-x_2)}{2\tan\beta} \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

2个圆相交产生两交点,其中一个交点为 O_2 ,另一个则是 R 的位置坐标.设 R 的坐标为 (x_R, y_R) ,该坐标易根据很容易根据式(8)与式(9)计算得到.为方便下文描述,令 $x_R=F(\alpha, \beta)$, $y_R=g(\alpha, \beta)$.

式(8)与式(9)说明定位精度依赖于 α 与 β 角度估计的准确性,故可以对图4中多个频率零点相对位置进行计算,获得多个角度估计,并取均值,以此提高角度估计的准确性,即可表示为

$$\left. \begin{aligned} \alpha &= (a_1 + \dots + a_j + \dots + a_N)/N \\ \beta &= (\beta_1 + \dots + \beta_j + \dots + \beta_N)/N \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

式中: $j=1, \dots, N$, N 为每个参考位置在 T_l 内检测到的频率零点个数; a_j 、 β_j 为利用第 j 组频率零点计算出的角度信息.假设锚节点移动了 $Q(Q>3)$ 个不同的参考位置,由图3可知每2个参考位置便可确定一个夹角 α_j (R 与这2个参考位置连线的夹角),故可获得 $M=C_Q^2$ 个夹角,而每2个夹角又可得到 R 的一个位置估计,故可获得 C_M^2 个位置估计.式(13)利用这些位置估计进行平均,从而提高 R 位置的精度.式(13)具体表述如下

$$\left. \begin{aligned} x_R &= \frac{1}{C_M^2} \sum_{p=1}^M \sum_{q=p+1}^M f(\alpha_q, \alpha_p) \\ y_R &= \frac{1}{C_M^2} \sum_{p=1}^M \sum_{q=p+1}^M g(\alpha_q, \alpha_p) \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

式中: $M=C_Q^2$.

3 多普勒频移过零点检测

根据以上所述可知,检测多普勒频率为零时所对应的时刻点是算法的关键.一般频率检测算法,尤其是对随时间变化的频率进行检测的算法往往运算复杂度高,且估计误差较大,如时频谱分析法、过零检测法、能量算子法等.在本文算法中,节点定位所需信息仅仅为RSSI信号频率为0时所对应的时刻点,而无需计算每个时刻点的确切频率值.由于RS-SI信号频率随时间周期变化,零频值点周期出现,在时域上表现为在频率为0附近波形较为稀疏,而

在其他时刻点非常密集,波形的疏密周期变化.图5为RSSI信号在频率值为0、时刻点为 t_0 附近的截图.可以看出, t_0 附近的波峰与波峰之间或波谷与波谷之间的时间差相对其他时刻点处较大,而在 t_0 两侧达到最大,且波形关于 t_0 对称.为了描述方便,将 $t \in (t_1, t_3)$ 之间的波形记为 $g_1(t)$,将 $t \in (t_1, t_2)$ 之间的波形记为 $g_2(t)$,如图5所示.

整个 t_0 搜索分为利用波峰值和波谷值找出零频所在区域(粗搜)和利用波形相关检测获取 t_0 (细搜)2部分.在粗搜中由于噪声的存在,应首先进行平滑滤波,然后通过搜索波峰值之间或者波谷值之间的时间差来确定 t_0 所在波段范围.具体峰值搜索已有很多算法,在此不做详述.

当粗搜完成后,再利用波形相关检测获取 t_0 .仍以图5为例,选取 $g_2(t)$ 为相关波形,其中 $t \in (t_1, t_2)$, $t_2 = t_1 + (t_3 - t_1)/\rho$, ρ 为大于2的整数.将 $g_2(t)$ 翻转,与 $g_1(t)$ 做相关,即

$$C(\tau) = \int_{t_2+\tau}^{2t_2-t_1+\tau} g_1(t)g_2(\tau-t)d\tau \tag{14}$$

由式(14)易知,若 $C(\tau)$ 最大值为 $C(\tau_0)$,则 $\tau_0 = 2(t_0 - t_2)$,故可得 $t_0 = t_2 + \tau_0/2$.

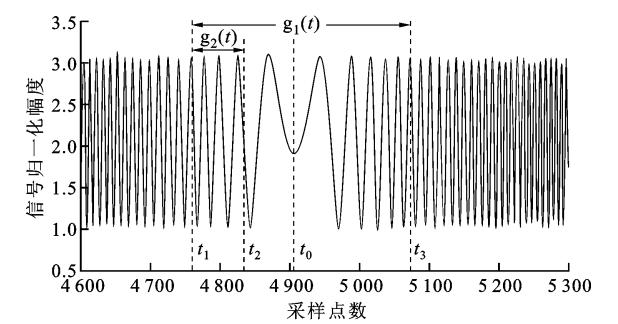


图5 RSSI信号频率过零点检测示意图

通过对多个零频值所在时间点的搜索,并对结果做算术平均,可有效降低噪声所引起的误差.针对该RSSI信号的周期性和对称性,利用粗搜结合细搜的算法,相对其他估算瞬时频率的算法,可快速准确地获得零频所在时间点处,有效提高了运算效率,降低了对硬件的依赖性.

4 仿真实验

本文采用 matlab 进行仿真,无线信道为LOS信道.假设16个未知节点散布在1 km×1 km的二维平面范围之内,锚节点天线旋转半径为2 m,单频信号频率为3 GHz.锚节点在(5,1 200),(1 200,1 200),(1 200,5)3个不同的地理位置向全网广播

测量时所处位置的GPS信息并进行相应的测量定位.待定位节点对RSSI信号的采样率 $f_s = 10^5 \text{ s}^{-1}$.

图6给出了当横轴旋转角速度为3.2 r/s时,不同 T_l 下角度估计误差与信噪比的关系,并给出了角度误差的方差来反映波动情况.在 T_l 固定的情况下,角度估计误差随着信噪比的提高而有明显减小,且误差的波动也变小,而在信噪比一定的情况下,随着 T_l 的增加,角度误差随之减小.这是由于 T_l 的增加使得待定位节点检测到更多的频率零点,如图4所示.待定位节点利用多个频率零点的相对位置对角度进行估计,可以有效降低误差.

图7所示为 $T_l = 10 \text{ s}$ 时在不同旋转速度下信噪比与定位误差的关系,以及定位误差的波动情况.天线旋转速度越大,多普勒频移变化的幅度越大,体现在图5中则为波形疏密过渡变化明显,故在信噪比一定的情况下对零频点位置搜索判断越准确,定位就越准确.

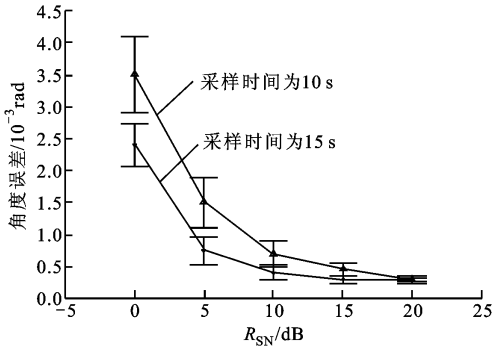


图6 不同 T_l 下角度估计误差随信噪比的变化

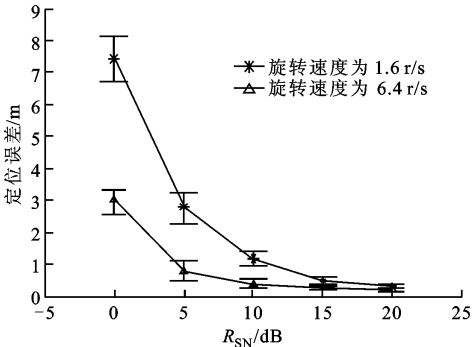


图7 不同旋转速度下定位误差随信噪比的变化

图8所示在天线旋转速度为3.2 r/s、 $T_l = 10 \text{ s}$ 的情况下,网络规模对定位误差的影响.从图中可以看出,随着网络规模的减小,定位误差随之减小.具体分析如下:在角度估计精度一定的情况下,有下式

$$l = \theta r \tag{15}$$

式中: l 为弧长; r 为半径; θ 为弧长对应的角度. 由式 (15) 可知,当 θ 有一定的扰动 $\Delta\theta$ 时,在 r 距离处便有 $\Delta\theta r$ 的偏离. 因此,在角度误差一定的情况下,网络节点和锚节点之间距离越短,定位误差就会越小. 由图 8 可知,在信噪比为 10 dB、网络规模为 1 km $\times$ 1 km 时,节点的平均误差约为 1 m,实际应用中,例如在路由方面,该精度在可以接受的范围内. 针对大规模的网络,为了保证节点的定位精度,可以采用分而治之的方法,将整个网络划分为若干个小规模的子网络,在每个子网络中锚节点进行一次定位过程.

为了进一步说明本文 RRIPS 算法的性能,本文与文献[10]所提的 DRIPS 算法进行比较,二者都是利用多普勒频移和射频干涉的算法进行定位,但 DRIPS 需实时检测瞬时多普勒频率值,难度较大且精度较低,而 RRIPS 只需判断多普勒频率为 0 时所对应的时刻点,算法简单且准确性高. 图 9 给出 RRIPS 与 DRIPS 的对比. 在 RRIPS 中角速度为 3.2 r/s、 $T_l=10$ s 时,DRIPS 的锚节点移动速度为 10 m/s,信号频率与 RRIPS 相同. 从图 9 中可看出,由于频率检测算法的差异性,使得在同等条件下,RRIPS 算法的定位精度要优于 DRIPS 算法的定位精度.

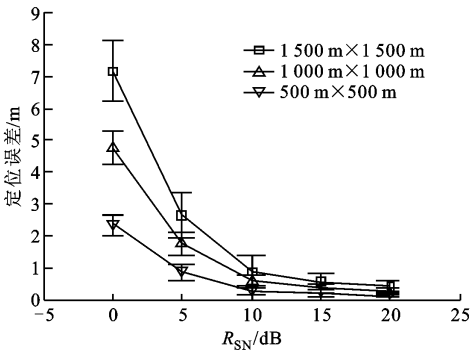


图 8 不同网络规模下定位误差与信噪比的关系

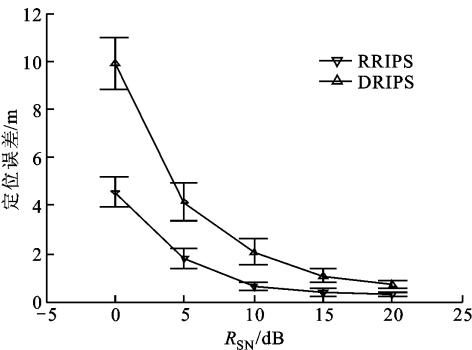


图 9 RRIPS 算法与 DRIPS 算法的比较

5 结论和展望

本文提出一种基于测量多普勒频率的无线传感器分布式定位算法. 该定位算法仅需利用传感器节点的常规无线通信设备,对信号的检测可由射频芯片的 RSSI 硬件电路提供,不需要额外的辅助检测装备. 在定位过程中,待定位节点只需要接收信号,不需要相互协调,位置的估计也不需要相邻节点的辅助,每个节点单独计算各自的位置,锚节点不需要进行集中处理,算法简单,更加适合大规模网络的定位. 同时,由于进行干涉的 2 个单频信号为同源同本振信号,具有天然的无偏性,因此可以巧妙地解决单频信号不同源造成频偏的问题,无需引入复杂算法或提高系统复杂度,所以本文算法是一种适用于无线传感器网络的分布式定位算法. 本文算法只适用于二维空间定位,若锚节点装载于直升飞机,进行测量的位置可在三维空间变化,进而利用多普勒频率变化规律获得一些俯仰角的信息,故本算法可扩展到三维空间的定位,由于篇幅原因,其具体算法和性能分析将会在以后的文章中进行讨论.

参考文献:

[1] 李善仓,傅鹏,张德运. 无线传感器网络中的分布式节点定位算法[J]. 西安交通大学学报, 2007, 41(12): 1418-1422.
LI Shancang, FU Peng, ZHANG Deyun. Distributed nodes localization method in wireless sensor networks [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2007, 41 (12): 1418-1422.

[2] 陈维克,李文锋,首珩,等. 基于 RSSI 的无线传感器网络加权质心定位算法[J]. 武汉理工大学学报, 2006, 30(2): 265-268.
CHEN Weike, LI Wenfeng, SHOU Heng, et al. Weighted centroid localization algorithm based on RSSI for wireless sensor networks [J]. Journal of Wuhan University of Technology, 2006, 30(2): 265-268.

[3] NICULESCU D, NATH B. Ad-hoc positioning system [C]// Proceedings of GLOBECOM. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2001: 2926-2931.

[4] HE Tian, HUANG Chengdu, BLUM B. Range-free localization schemes in large scale sensor networks [C]// Proceedings of the 9th MobiCom. New York, USA: ACM, 2003: 81-95.

[5] BAHL P, PADMANAHAN V. RADAR: an in-building RF-based user location and tracking system [C]// Proceedings of INFOCOM. Piscataway, NJ, USA:

- IEEE, 2000:775-784.
- [6] HARTER A, HOPPER A, STEGGLES P. The anatomy of a context aware application [C]//Proceedings of MOBICOM. New York, USA: ACM, 1999: 59-68.
- [7] 毛永毅, 李明远, 张宝军. 一种 NLOS 环境下的 TOA/AOA 定位算法[J]. 电子与信息学报, 2009, 31(1): 37-40.
- MAO Yongyi, LI Mingyuan, ZHANG Baojun. A TOA/AOA location algorithm in NLOS environment [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2009, 31(1): 37-40.
- [8] GIROD L, ESTRIN D. Robust range estimation using acoustic and multimodal sensing [C]//Proceedings of International Conference on Intelligent Robots and Systems. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2001: 88-93.
- [9] MAROT M, KUSY B, BALOGH G, et al. Radio interferometric geolocation [C]//Proceedings of 3rd International Conference on Embedded Networked Sensor Systems. New York, USA: ACM, 2005: 112-119.
- [10] 张渭乐, 殷勤业, 王文杰, 等. 无线传感器网络分布式射频干涉定位方法[J]. 西安交通大学学报, 2009, 43(8): 48-52.
- ZHANG Weile, YIN Qinye, WANG Wenjie, et al. Distributed radio interference localization of wireless sensor networks [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2009, 43(8): 48-52.

附录 A

假设节点基带信号为 $a_1 \exp(j(\omega_1 t + \phi_1)) + a_2 \exp(j(\omega_2 t + \phi_2))$, 则接受场强指示信号可表示为

$$\begin{aligned} & \| a_1 \exp(j(\omega_1 t + \phi_1)) + a_2 \exp(j(\omega_2 t + \phi_2)) \| = \\ & \left\| \exp\left(j\left(\frac{\omega_1 + \omega_2}{2}t + \frac{\phi_1 + \phi_2}{2}\right)\right) \right\|^2 \cdot \\ & \left\| a_1 \exp\left(j\left(\frac{\omega_1 - \omega_2}{2}t + \frac{\phi_1 - \phi_2}{2}\right)\right) + \right. \\ & \left. a_2 \exp\left(-j\left(\frac{\omega_1 - \omega_2}{2}t + \frac{\phi_1 - \phi_2}{2}\right)\right) \right\|^2 = \\ & \left\| a_1 \exp\left(j\left(\frac{\omega_1 + \omega_2}{2}t + \frac{\phi_1 - \phi_2}{2}\right)\right) + \right. \\ & \left. a_2 \exp\left(-j\left(\frac{\omega_1 - \omega_2}{2}t + \frac{\phi_1 - \phi_2}{2}\right)\right) \right\|^2 = \\ & a_1^2 + a_2^2 + 2a_1 a_2 \cos((\omega_1 - \omega_2)t + \phi_1 - \phi_2) \end{aligned}$$

将 $a_1 = a_A$ 、 $a_2 = a_B$ 、 $\omega_1 = 2\pi\Delta f_A(t)$ 、 $\omega_2 = 2\pi\Delta f_B(t)$ 、 $\phi_1 = \varphi_A$ 、 $\phi_2 = \varphi_B$ 代入上式即可得到式(5)。

[本刊相关文献链接]

- 一种高吞吐量的无线传感器网络多信道 MAC 协议. 西安交通大学学报, 2010, 44(12): 32-37.
- 一种改进的加权质心定位算法. 西安交通大学学报, 2010, 44(8): 1-4.
- 面向目标覆盖的无线传感器网络确定性部署方法. 西安交通大学学报, 2010, 44(6): 6-9.
- 无线传感器网络多轮任务调度算法. 西安交通大学学报, 2010, 44(6): 27-32.
- 利用蚁群优化的非均匀分簇无线传感器网络路由算法. 西安交通大学学报, 2010, 44(6): 33-38.
- 一种能量高效的无线传感器网络等值线监测技术. 西安交通大学学报, 2010, 44(2): 56-60.
- 利用离去角度的无线传感器网络分布式节点定位方法. 西安交通大学学报, 2010, 44(2): 61-66.
- 最大化网络有效寿命的传感器网络覆盖保持协议. 西安交通大学学报, 2009, 43(10): 66-70.
- 分簇无线传感器网络可靠高效的数据传输方案. 西安交通大学学报, 2009, 43(8): 28-32.
- 大规模传感器网络局部半定规划的节点定位算法. 西安交通大学学报, 2009, 43(8): 38-42.
- 无线传感器网络分布式射频干涉定位方法. 西安交通大学学报, 2009, 43(8): 48-52.
- 非均匀分簇的无线传感器网络数据传送机制. 西安交通大学学报, 2009, 43(4): 14-17.
- 一种相邻节点协作的无线传感器网络可靠传输方案. 西安交通大学学报, 2009, 43(2): 33-37.
- 一种高信道利用率的分簇传感器网络数据聚合协议. 西安交通大学学报, 2009, 43(2): 38-42.
- 多输入多输出的异构无线传感器网络时分多址调度算法. 西安交通大学学报, 2008, 42(11): 1402-1407.
- 基于自愈技术的无线传感器网络基站生存模型. 西安交通大学学报, 2008, 42(8): 950-953.
- 无线传感器网络分区能耗均衡的非均匀分簇算法. 西安交通大学学报, 2008, 42(4): 389-394.
- 用于无线传感器网络的比例公平队列调度算法. 西安交通大学学报, 2008, 42(2): 129-132.
- 无线传感器网络汇聚节点动态功耗管理方法. 西安交通大学学报, 2008, 42(2): 138-142.
- 延长实时无线传感器网络生命周期的能量平衡路由. 西安交通大学学报, 2007, 41(10): 1137-1141.
- 无线传感器网络下的粒子滤波分布式目标跟踪算法. 西安交通大学学报, 2007, 41(8): 912-916.
- 一种基于接收信号强度指示的改进型定位算法. 西安交通大学学报, 2008, 42(2): 147-151.

(编辑 刘杨)