

无线传感器网络分布式射频干涉定位方法

张渭乐, 殷勤业, 王文杰, 范建存

(西安交通大学电子与信息工程学院, 710049, 西安)

摘要: 针对现有无线传感器网络节点定位方法复杂度较高的问题, 提出了一种基于射频干涉的分布式节点定位方法(DRIPS). 首先利用2个锚节点形成射频干涉场, 然后用其中1个锚节点的移动产生多普勒效应, 从而各节点可通过测量自身低频接收信号场强指示的瞬时频率得到与移动锚节点之间的夹角信息. 结合锚节点的地理位置, 节点融合多组定位角度信息得到最优的位置估计. DRIPS方法仅需利用节点的常规无线通信设备, 不需要额外的辅助测量装备, 同时各节点独立进行自身的位置估计, 不需要进行集中处理, 是一种分布式的定位方法. 仿真结果表明, 对于 $200\text{ m} \times 200\text{ m}$ 的定位区域, 在多普勒频偏的测量精度为 1 Hz 时, 节点的平均定位误差可以达到 1 m 以内.

关键词: 射频干涉; 移动锚节点; 多普勒效应; 无线传感器网络

中图分类号: TN911.7 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2009)08-0048-05

Distributed Radio Interference Localization of Wireless Sensor Networks

ZHANG Weile, YIN Qinye, WANG Wenjie, FAN Jiancun

(School of Electronics and Information Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: A novel distributed localization method based on radio interference (DRIPS) is proposed to reduce the complexity of existing localization methods for wireless sensor networks. The DRIPS utilizes two anchors to create an interference signal. Based on the Doppler effect produced by the movement of one transmitter, each sensor in a network can obtain the angle information with the mobile anchor through the Doppler shift measurement of locally received signal strength indication signal. Finally, each sensor utilizes multi-sets of the angle information and the location of the mobile anchor to estimate its optimal geographical location independently. The DRIPS only relies on radio transceivers without the use of extra measurement equipments, and the sensor node conducts localization in a completely distributed manner without information exchange or centralized processing. Simulation results show that the proposed method is effective and that the average localization error in a network will be less than 1 m when the measurement accuracy of Doppler shift is 1 Hz .

Keywords: radio interference; mobile anchor; Doppler effect; wireless sensor network

在无线传感器网络(WSN)中, 传感节点的定位扮演着至关重要的角色^[1-2]. 常规的定位方法主要可以分为2类: ①基于距离的定位方法, 即通过接收信号场强指示(RSSI)^[3-4]、到达时间差(TDOA)^[5]或到达角度(AOA)^[6]等手段测量相邻节点间的距离或者角度信息来估计节点位置; ②与距离无关的定位

方法^[7-8], 即节点的位置估计不需要距离或者角度信息. 两者相比, 前者可以获得较高的定位精度, 但是节点往往需要配备额外的硬件, 后者虽然精度较差, 但是在成本和能耗上又优于前者.

文献[9]利用对射频干涉信号的相位测量提出一种RIPS方法, 可以实现高精度定位, 然而该方法

需要多次相位测量来消除相位模糊,从而将极大增加系统复杂度.此外,RIPS方法利用汇聚节点收集相位测量结果并进行集中定位,显然,系统的扩展性将受到节点数量的制约.

本文提出一种基于射频干涉的分布式节点定位方法(DRIPS),节点可通过对射频干涉信号多普勒频偏的测量得到与移动锚节点之间的夹角信息,进而进行位置估计.与RIPS方法相比,本文方法具有以下优势:①节点仅做信号接收测量即可完成定位,不需要进行集中式处理,是分布式的定位方法;②节点测量信号频率,不存在相位模糊问题,从而极大降低了系统复杂度.

1 多普勒效应

多普勒效应是指,如果波源与观察者之间存在相对运动,那么观察者的接收频率将不同于振源频率,波在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.图1中,移动锚节点A发射单音信号 $\exp(j(2\pi f_A t + \varphi_A))$,并于 (x_P, y_P) 处以瞬时速度 v 沿 x 轴负方向移动,其中 φ_A 综合考虑了A本振初相和发射通道的响应.在视距(LOS)环境中,节点 n 的接收基带复信号可以表示为 $\exp(j(2\pi(f_A - f_n)t + \varphi_A - 2\pi d_{An}/\lambda - \varphi_n))$,其中 f_n 为 n 的本振频率, $\lambda = c/f_A$ 为射频信号的波长, φ_n 综合考虑了 n 本振初相和接收通道的响应, d_{An} 为收发节点之间的距离.

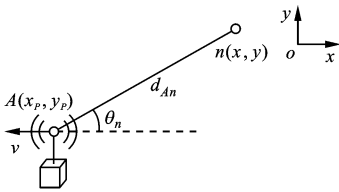


图1 多普勒效应示意图

我们将某一时刻节点和锚节点A的连线与A移动负方向的夹角 θ_n 称为节点在该时刻的多普勒夹角.依据简单的几何关系,可以得到此刻节点与锚节点A之间的距离 d_{An} 的瞬时变化速率 $dd_{An}/dt = v \cos \theta_n$.由于多普勒效应的影响,节点的基带复信号产生多普勒频偏,因此该时刻接收信号的瞬时频率为 $(f_A - f_n) - v \cos \theta_n / \lambda$,其中 $-v \cos \theta_n / \lambda$ 为多普勒频偏.

如果能够精确测量多普勒频偏,节点便可以得到该时刻多普勒夹角的估计.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,而且本振频率漂移也会严重影响着瞬时频率的变化.

利用射频干涉信号可以巧妙地解决上述无法精确测量多普勒频偏的问题.在2个发射锚节点形成的射频干涉场中,移动锚节点产生多普勒效应,使得各节点的低频RSSI信号产生易于测量的多普勒频偏,同时可以通过其他锚节点的辅助来消除本振漂移的影响,从而使得节点可在低复杂度条件下得到自身多普勒频偏的精确测量.

2 定位系统的网络结构

在定位系统中,网络由4个锚节点(A、B、C、D)和大量传感节点构成,普通的传感节点能量有限,通信半径小,随机地散布在监测区域中,节点一旦放置便处于静止状态执行采样任务.锚节点携带充足的能量供应,装备功能强大的通信设备,可以一跳覆盖网络中所有的节点,同时锚节点可依靠GPS等手段获得自身地理位置.其中,B、C、D为静止锚节点,而锚节点A装载于车辆、飞行器等移动载体中,能够在网络区域自主移动.

3 干涉信号的多普勒效应

定位锚节点A、B分别同时发射单音信号 $\exp(j(2\pi f_A t + \varphi_A))$ 和 $\exp(j(2\pi f_B t + \varphi_B))$,形成射频干涉,其中 f_A, f_B ($f_A > f_B, f_A - f_B \ll f_B$) 为各自的单音频率, φ_A, φ_B 综合考虑了锚节点本振初相和发射通道的响应.某节点 n 与A、B的距离分别为 d_{An} 和 d_{Bn} ,节点的射频干涉示意图如图2所示.

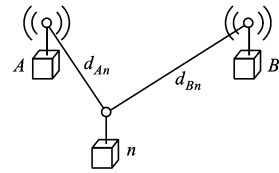


图2 射频干涉示意图

在LOS环境中,节点 n 接收的射频干涉信号可以表示为

$$\begin{aligned} s_n(t) = & a_A \exp(j(2\pi f_A(t - d_{An}/c) + \varphi_A)) + \\ & a_B \exp(j(2\pi f_B(t - d_{Bn}/c) + \varphi_B)) = \\ & a_A \exp(j(2\pi f_A t + \varphi_A - 2\pi f_A d_{An}/c)) + \\ & a_B \exp(j(2\pi f_B t + \varphi_B - 2\pi f_B d_{Bn}/c)) \end{aligned} \quad (1)$$

式中: a_A, a_B 分别为锚节点的发射信号到达节点 n 的幅度; c 为光速.节点 n 将该射频干涉信号下变频得到基带复信号

$$r_n(t) = a_A \exp(j(2\pi(f_A - f_n)t + \varphi_A - \varphi_n -$$

$$2\pi f_A d_{An}/c)) + a_B \exp(j(2\pi(f_B - f_n)t + \varphi_B - \varphi_n - 2\pi f_B d_{Bn}/c)) \quad (2)$$

式中: f_n 为节点 n 的本振频率; φ_n 为接收节点本振初相和接收通道的响应. 节点 n 得到该干涉信号的 RSSI 信号为

$$\|r_n(t)\|^2 = a_A^2 + a_B^2 + 2a_A a_B \cos(2\pi(f_A - f_B)t + \varphi_A - \varphi_B + 2\pi f_B d_{Bn}/c - 2\pi f_A d_{An}/c) \quad (3)$$

证明: 假设节点的接收基带信号为 $a_A \exp(j(\omega_1 t + \phi_1)) + a_B \exp(j(\omega_2 t + \phi_2))$, 则 RSSI 信号为

$$\begin{aligned} \|a_A \exp(j(\omega_1 t + \phi_1)) + a_B \exp(j(\omega_2 t + \phi_2))\|^2 = \\ \|a_A \exp(j(\frac{\omega_1 - \omega_2}{2}t + \frac{\phi_1 - \phi_2}{2})) + \\ a_B \exp(-j(\frac{\omega_1 - \omega_2}{2}t + \frac{\phi_1 - \phi_2}{2}))\|^2 = \\ a_A^2 + a_B^2 + 2a_A a_B \cos((\omega_1 - \omega_2)t + \phi_1 - \phi_2) \end{aligned}$$

将 $\omega_1 = 2\pi(f_A - f_n)$ 、 $\omega_2 = 2\pi(f_B - f_n)$ 、 $\phi_1 = \varphi_A - \varphi_n - 2\pi f_A d_{An}/c$ 和 $\phi_2 = \varphi_B - \varphi_n - 2\pi f_B d_{Bn}/c$ 代入上式即得证.

该 RSSI 信号可由基带复信号得到, 也可以由节点射频芯片的 RSSI 硬件电路直接提供^[6]. 式(3)表明, 如果 2 个锚节点处于静止状态, 则接收节点 RSSI 信号的频率恒定为 $f_A - f_B$. 如果锚节点 A 移动, 其发射信号到节点之间的传播距离 d_{An} 将随之变化, 产生多普勒效应. 如果节点与 A 的距离持续增大, 那么节点 RSSI 信号的振动频率将小于 $f_A - f_B$, 反之将大于 $f_A - f_B$.

4 多普勒夹角的估计

某时刻 t , 锚节点 A 在 (x_P, y_P) 处以瞬时速度 v 沿 x 轴负方向移动, 此时节点 n 的多普勒夹角为 n 和 A 的连线与 x 轴正方向的夹角 θ_n . 由于多普勒效应的影响, 节点的 RSSI 信号产生多普勒频偏, 该时刻 RSSI 信号的瞬时频率为 $f_{\text{RSSI},n} = (f_A - f_B) - v \cos \theta_n / \lambda$, 该瞬时频率一方面来源于锚节点 A 和 B 之间的干涉, 另一方面则是由于锚节点 A 的移动, 前者在全网的各接收节点是相同的, 而后者与节点多普勒夹角的余弦成正比. 节点的多普勒夹角示意图如图 3 所示.

节点如果已知该时刻的干涉信号频率和锚节点 A 的瞬时移动速度, 那么便可以通过测量 RSSI 信号的瞬时频率得到该时刻多普勒夹角的估计 $\cos \theta_n = ((f_A - f_B) - f_{\text{RSSI},n}) \lambda / v$. 然而, 由于锚节点 A 和 B 形成的干涉信号存在一定的频漂, 且 A 的瞬时移动速度存在较大的不稳定性, 因此节点无法直接通

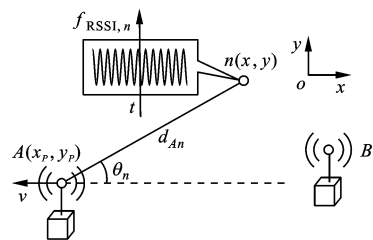


图3 多普勒夹角示意图

过上式得到自身的多普勒夹角, 需要额外增加 2 个监听锚节点 C 、 D 来辅助节点的多普勒夹角估计. 在时刻 t , 锚节点 C 、 D 分别测量到各自 RSSI 信号的瞬时频率为

$$\left. \begin{aligned} f_{\text{RSSI},C} &= (f_A - f_B) - \frac{v \cos \theta_C}{\lambda} \\ f_{\text{RSSI},D} &= (f_A - f_B) - \frac{v \cos \theta_D}{\lambda} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

由于锚节点 C 、 D 的位置已知, 因此在该时刻其各自的多普勒夹角 θ_C 和 θ_D 也是可以计算得到的. 从而, 结合锚节点 C 和 D 的 RSSI 信号的瞬时频率, 可以得到干涉频率和锚节点瞬时移动速度的估计

$$\left. \begin{aligned} f_A - f_B &= \frac{f_{\text{RSSI},C} \cos \theta_D - f_{\text{RSSI},D} \cos \theta_C}{\cos \theta_D - \cos \theta_C} \\ v &= \frac{\lambda (f_{\text{RSSI},C} - f_{\text{RSSI},D})}{\cos \theta_D - \cos \theta_C} \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

将上述 2 式中 $f_A - f_B$ 和 v 代入节点多普勒夹角估计的公式中可以得到

$$\cos \theta_n = \frac{\cos \theta_D (f_{\text{RSSI},C} - f_{\text{RSSI},n}) - \cos \theta_C (f_{\text{RSSI},D} - f_{\text{RSSI},n})}{f_{\text{RSSI},C} - f_{\text{RSSI},D}} \quad (6)$$

综上所述, 在锚节点 C 、 D 的辅助下, 各节点通过对 RSSI 信号瞬时频率的测量可完成自身多普勒夹角的估计.

5 节点的位置估计

在定位过程中, 锚节点 A 在网络四周移动, 并主导所有节点在若干个同步时刻进行多次多普勒夹角估计. 不失一般性, 假设其移动方向均为 x 轴负方向. 在移动过程中, 网络选择 N 个同步时刻进行多普勒夹角的估计. 锚节点 A 在 N 个同步时刻分别处于 N 个参考点位置 P_i , 其坐标分别记为 (x_i, y_i) , 在同步时刻的瞬时移动速度记为 v_i . 某一传感节点 n 位于坐标 (x, y) 处, 并在 A 的移动过程中估计得到其与 N 个参考点之间的多普勒夹角 θ_i , 节点的位置估计示意图如图 4 所示.

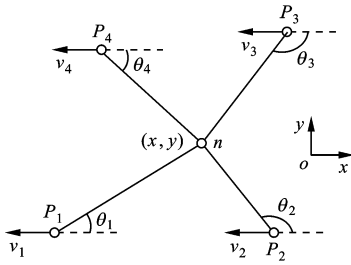


图4 节点的位置估计示意图

对于不同的参考位置,由相同的瞬时频率测量误差会带来不同的多普勒角度估计误差,定义角度估计对瞬时频率测量的敏感度

$$\frac{d(\tan\theta_i)}{df_{\text{RSSI}}} = \frac{d(\tan\theta_i)}{d\theta_i} \frac{d\theta_i}{d\cos\theta_i} \frac{d\cos\theta_i}{df_{\text{RSSI}}} = \frac{\lambda}{v_i \cos^2\theta_i \sin\theta_i} \quad (7)$$

将 $\mu_i = df_{\text{RSSI}}/d(\tan\theta_i) = v_i \cos^2\theta_i \sin\theta_i/\lambda$ 作为第 i 个角度估计的置信因子,从而在位置估计中,节点将引入各次测量的上述置信因子 μ_i ,得到位置估计的线性方程组

$$\mathbf{A} \cdot \mathbf{c} = \mathbf{b}$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mu_1 \tan\theta_1 & -\mu_1 \\ \vdots & \vdots \\ \mu_N \tan\theta_N & -\mu_N \end{bmatrix}; \quad \mathbf{c} = \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{b} = \begin{bmatrix} (x_1 \tan\theta_1 - y_1) \mu_1 \\ \vdots \\ (x_N \tan\theta_N - y_N) \mu_N \end{bmatrix}$$

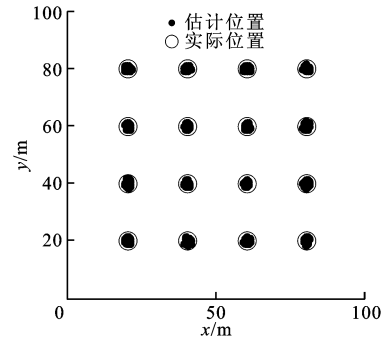
然后,依据最小二乘法获得最小加权均方误差下的位置估计 $\mathbf{c} = (\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T \mathbf{b}$.

6 仿真实验

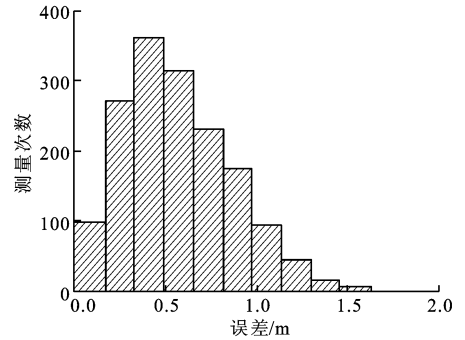
本文的 DRIPS 定位方法中,节点通过对自身 RSSI 信号瞬时频率的测量来估计自身的地理位置,其定位精度与频率测量精度息息相关.实验中,16 个待测节点呈网格分布于 $100 \text{ m} \times 100 \text{ m}$ 的二维平面内,干涉频率取 200 Hz ,锚节点 A 先后以匀速 10

m/s 移动 2 次:从 $(100 \text{ m}, 0)$ 移动至 $(0, 0)$;从 $(100 \text{ m}, 100 \text{ m})$ 移动至 $(0, 100 \text{ m})$. 节点的瞬时频率测量误差服从 $0 \sim 1 \text{ Hz}$ 的均匀分布,而基于监听锚节点可采用高精度的测量算法,因此在这里暂不考虑其瞬时频率的测量误差.假设在 A 的每次移动中,网络选择等间隔的 4 个参考地点进行位置估计,即定位参考点个数 $N=8$. 2 次移动完成后,16 个待测节点根据期间的瞬时频率测量得到自身的位置估计.将上述定位过程重复 100 次,本文方法的节点定位结果如图 5 所示.由图 5 可以看出,各节点的 100 次位置估计密集地分布于真实位置的周边,节点位置误差基本上在 1.5 m 以内,平均误差在 0.5 m 左右.

图6给出了参考点个数、节点移动速度以及网

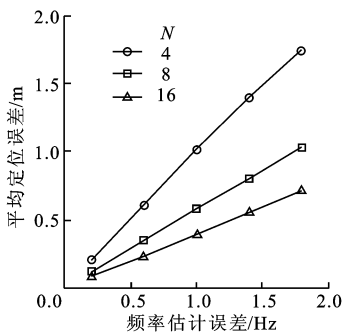


(a) 节点的位置估计

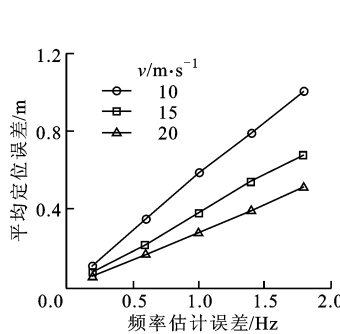


(b) 定位误差分布

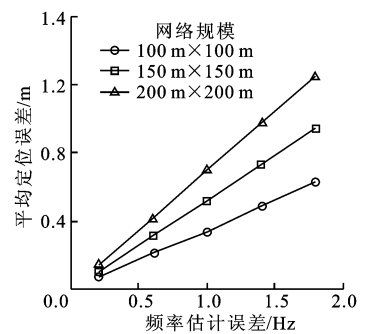
图5 节点定位结果



(a) 参考点个数



(b) 锚节点移动速度



(c) 网络规模

图6 参考点个数、节点移动速度以及网络规模对本文方法定位性能的影响

络规模对本文方法定位性能的影响。图 6a 的结果表明:当频率估计误差达到 $0.2 \text{ Hz}^{[9]}$ 时,定位的平均误差可以达到 0.1 m 左右;随着频率估计误差的增大,位置估计的误差基本上也呈线性增长;参考点的个数则影响着位置误差增大的斜率,参考点个数越多,则曲线的斜率越小,即误差增长得越慢。因此,可以通过选取更多参考点来降低频率估计误差对定位精度的影响。

图 6b 的结果表明:锚节点的移动速度也影响着位置误差增大的斜率,当锚节点移动速度越高时,曲线的斜率越小。这主要是因为多普勒夹角估计对瞬时频率测量的敏感度 $\lambda/v_i \cos^2 \theta_i \sin \theta_i$ 与锚节点移动速度 v 成反比,随着锚节点移动速度的提高,多普勒角度估计对频率测量的敏感度会降低,即相同的频率测量误差会带来更小的角度估计误差,从而间接地提高了节点定位的精度。

图 6c 的结果表明:随着网络规模的增大,节点定位误差增长的斜率也在变大。这主要是由于随着网络规模的增大,相同的角度估计误差会带来更大的位置估计误差。因此,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,锚节点均进行一次定位过程。

7 结 论

本文提出一种基于射频干涉的无线传感器网络分布式定位方法——DRIPS 方法,各传感节点通过测量低频 RSSI 信号的瞬时频率得到自身的位置估计。本文方法仅需利用节点的常规无线通信设备,测量信号可由射频芯片的 RSSI 硬件电路提供,不需要额外的辅助测量装备。此外,在定位过程中,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,不需要进行集中处理,所以本文方法是一种低成本、高性能的分布式定位方法。

参考文献:

- [1] MAO G, ANDERSON B. Wireless sensor network localization techniques [J]. *Computer Networks*, 2007, 51(10): 2529-2553.
- [2] 李善仓,傅鹏,张德运. 无线传感器网络中的分布式节点定位方法 [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.
- [3] BAHL P, PADMANABHAM V N. RADAR: an in-building RF-based user location and tracking system [C] // *Proc of INFOCOM*. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2000: 775-784.
- [4] 孔庆茹,杨新宇,闫超,等. 一种基于接收信号强度指示的改进型定位算法 [J]. *西安交通大学学报*, 2008, 42(2): 147-151.
KONG Qingru, YANG Xinyu, YAN Chao, et al. Improved localization algorithm based on received signal strength indicator [J]. *Journal of Xi'an Jiaotong University*, 2008, 42(2): 147-151.
- [5] PRIYANTHA N B, CHAKRABORTY A, BALAKRISHNAN H. The cricket location-support system [C] // *Proc of MobiCom 2000*. New York, USA: ACM, 2000: 32-43.
- [6] NICULESCU D, NATH B. Ad hoc positioning system (APS) using AOA [C] // *Proc of INFOCOM*. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2003: 1734-1743.
- [7] NICULESCU D, NATH B. Ad hoc positioning system (APS) [C] // *Proc of IEEE GLOBECOM 2001*. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2001: 2926-2931.
- [8] HE Tian, HUANG Chengdu, Blum B M, et al. Range-free localization schemes for large scale sensor networks [C] // *Proc 9th Mobi Com*. New York, USA: ACM, 2003: 81-95.
- [9] MAROTI M, KUSY B, BALOGH G, et al. Radio interferometric geolocation [C] // *Proc of ACM Conference on Embedded Networked Sensor Systems*. New York, USA: ACM, 2005: 1-12.

(编辑 刘杨)