

研究片内多径分离技术在基于 RSSI 定位中的应用

罗炬锋* 邱云周 付耀先 袁晓兵

(中国科学院上海微系统与信息技术研究所无线传感器网络与通信重点实验室 上海 200050)

摘 要: 无线传感器网络中基于接收信号强度指示(RSSI)的定位易受多径干扰。传统的基于 RSSI 定位方法主要通过增加测距样本来抵抗多径干扰,而在物理层研究抗多径干扰的较少。该文将片内多径分离技术应用于基于 RSSI 的定位中,通过抽取每个码片的第 1 个采样点进行相关解扩得到分离多径后的直径,并求其功率得到抗多径干扰的 RSSI 值。理论分析其多径的分离能力,信噪比损失情况。最后通过仿真比较了传统方法与该文方法求得的 RSSI 值方差,该文方法在多径信道下的方差更小。

关键词: 无线传感器网络; 直接序列扩频; 定位; 接收信号强度指示; 片内多径分离

中图分类号: TP393; TN914.42

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2011)-04-0891-05

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2010.00780

Research on Separation of Subchip Multipath Components for RSSI-based Location Application

Luo Ju-feng Qiu Yun-zhou Fu Yao-xian Yuan Xiao-bing

(Key Lab. of Wireless Sensor Network & Communication, Shanghai Institute of Microsystem and Information Technology, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200050, China)

Abstract: The Received Signal Strength Indicator (RSSI) based location is easy to be affected by multipath interference in wireless sensor networks. The traditional RSSI-based location methods usually increase the number of samples to resist multipath interference while few works are done on physical layer. This paper studies to separate subchip multipath components for RSSI-based location application, the direct path can be separated among multipath by despread using the first sample of each chip, after calculating the direct path's power the anti-multipath interference's RSSI value can be got. The theoretical analysis of the performance of separating subchip multipath, Signal-to-Noise Ratio (SNR) losses are presented. Finally, the simulation shows the variance of RSSI value calculated by the traditional method and the proposal in this paper, the variance of the proposed method is smaller than the traditional method under multipath channel environment.

Key words: Wireless sensor networks; Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS); Location; Received Signal Strength Indicator (RSSI); Separation of subchip multipath components

1 引言

在无线传感器网络应用中,节点的位置信息很重要,在大多数应用中,不知道传感器位置而感知的数据是没有意义的。基于接收信号强度指示(RSSI)的测距由于无需增加额外的硬件设施,简单方便,现已广泛的应用于无线传感器网络的定位中。基于 RSSI 的测距是通过接收信号强度(RSS),得到收发节点间的功率损耗,对照无线信号传输距离与功率衰减的关系获得收发节点间距离。然而实际测距中 RSSI 值受多径干扰^[1]影响较大,使得测距精度降低。目前针对测距的研究主要分为两个方面,一方面是

利用通信芯片给出的 RSSI 值进行大量的测试,并根据衰落信道模型进行取均值,高斯模型拟合^[2],差分运算^[3]等方法来减少测距误差;另一方面针对改进物理层的 RSSI 算法进行研究,这也是本文的研究方向。文献[4]采用 FFT 进行信道估计之后再求出 RSSI 值,文献[5]通过筛选奇异信号且经过 FIR 和 IIR 滤波减少瞬间干扰和噪声的干扰,然而这些算法均没有考虑多径干扰,因此它们得出的 RSSI 值均受多径影响。本文针对通信方式采用直接序列扩频(DSSS)方案,研究针对提取 RSSI 值的片内多径分离技术,提出一种能提高抵抗多径干扰的计算 RSSI 值方法。

DSSS 系统由于伪码的相关性,可以分离超过一个码片时间的多径分量。针对存在视距(LOS)的应

2010-07-21 收到, 2010-11-11 改回

国家重大专项(2009ZX03004-001)资助课题

*通信作者: 罗炬锋 ljufeng@mail.sim.ac.cn

用场景计算 RSSI 值, 我们可以认为直直径所受的干扰最小, 经历的距离是发射节点和接收节点的直线距离, 它的功率衰落与距离能较精确地建模。而多径分量是发射信号经历了散射, 反射等原因到达接收节点的, 多径分量的功率衰落与距离并没有严格的对应关系。因此如果将直直径和多径分量叠加在一起, 那么它的功率衰落并不能准确地反应距离了。为了减少多径引起的测距误差, RSSI 值应该尽可能地只用直直径的功率来计算。本文采用经过伪码相关后的信号功率作为 RSSI 值输出, 这样得到的 RSSI 值可以抵抗超过一个码片时间的多径干扰, 但仍然不能抵抗时延小于 1 个码片的多径干扰。由此, 本文重点研究针对 LOS 测距应用的片内多径分离技术, 还原出直直径, 再用直直径功率计算出 RSSI 值用于测距使用。非视距(NLOS)测距不在本文的研究范围内。

片内多径分离技术随着对 GPS 测距精度要求的提高而得到不断的研究和进步。窄带相关^[6], PAC^[7]方法简单、易实现, 但并没有对多径进行分离仅是减少片内多径引起的时延误差; MEDLL^[8], VC^[9]采用最大似然方法求出各条多径的时延和幅度, 在实现复杂度提高的基础上得到了多径的分离; 近期研究者采用粒子滤波^[10]分离各条多径, 虽然分离效果很好, 但是实现的复杂度太高, 远远超出无线传感器节点的资源; 另外也有一些超分辨率方法^[11]进行片内多径分离, 同样也是高复杂度的; 文献[12]考虑码片离散化后的多径分离, 提出多径分离精度不可能超过一个采样时间宽度, 复杂度和分离精度之间得到了一定的折中。从以上研究看出, 目前的多径分离算法都会把多径的时延, 幅度, 相位都求出来, 因此实现复杂度较高, 与无线传感网节点的资源、功耗受限矛盾; 另一方面针对基于 RSSI 测距的应用, 我们只关心直直径的幅度这一个参数, 并不需要知道所有的多径分量的幅度, 相位, 时延这些信息, 信息量需求降低。因此, 本文专门针对基于 RSSI 测距的应用提出一种分离码片内直直径的方法, 实现复杂度较低, 能满足无线传感器网络节点资源、功耗受限的要求。

本文安排如下, 第 2 节提出针对基于 RSSI 测距应用, 分离码片内直直径的方法并进行相应的分析和说明, 第 3 节对本文提出的片内多径分离方法进行仿真验证, 第 4 节总结全文。

2 片内多径分离方法

2.1 系统建模

本文提出的多径分离方法的系统框图如图 1 所示。发射端的输入数据流经伪随机序列扩频后用矩

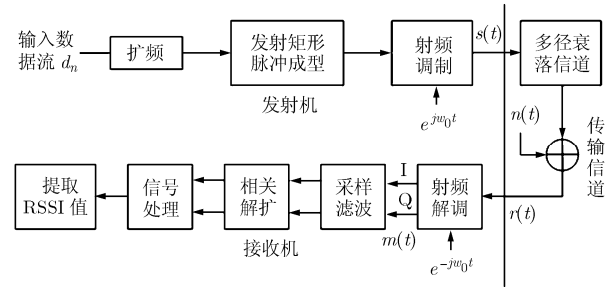


图 1 DSSS 系统框图

形脉冲成型, 接着经射频调制发射出去。接收端接收经多径信道衰落的信号, 经过射频解调成 I, Q 两路的基带信号经过滤波, 相关解扩并多径分离后得到直直径, 随后算出功率提取 RSSI 值。其中输入数据流为 $\{d_n\}$, $d_n \in \{-1, +1\}$; 伪码为 $\{c_n\}$, $c_n \in \{-1, +1\}$, 伪码码长为 M ; 发射信号为 $s(t)$; 接收射频信号为 $r(t)$; 接收基带信号为 $m(t)$ 。

记码片周期为 T_c , 数据比特周期为 T_b , 满足 $T_b = MT_c$, 发射信号 $s(t)$ 为

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} d_n c(t - nT_b) e^{j\omega_0 t} \quad (1)$$

其中 ω_0 为调制角频率。

$$c(t) = \sum_{i=0}^{M-1} c_i p\left(\frac{t - iT_c}{T_c}\right), \quad p\left(\frac{t}{T_c}\right) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t < T_c \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (2)$$

这里, 我们主要关心多径相对于直直径的相对时延, 而不是绝对的传输时延。因此经多径衰落信道后得到的接收数据 $r(t)$ 可以建模为

$$r(t) = As(t) + \sum_{l=1}^{L-1} \alpha_l As(t - \tau_l) + n(t) \quad (3)$$

其中 A 为直直径的幅度; 假设存在 $L-1$ 条多径, α_l 为第 l 条多径信号相对于直直径的幅度衰减因子, 与直直径相比, 多径信号的幅值是有所衰减的^[6], 即 $0 < \alpha_l < 1$, $l = 1, 2, \dots, L-1$; τ_l 为多径相对于直直径的传输时延; α_l 和 τ_l 均为随机变量, 但可以假设在一帧数据时间内是保持不变的^[11], $n(t)$ 为高斯白噪声。经射频解调滤波后得到的基带数据为 $m(t)$ 。

$$\begin{aligned} m(t) &= r(t)e^{-j\omega_0 t} = A \sum_{n=-\infty}^{+\infty} d_n c(t - nT_b) + \sum_{l=1}^{L-1} \alpha_l A \\ &\quad \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} d_n c(t - nT_b - \tau_l) e^{-j\omega_0 \tau_l} + n(t)e^{-j\omega_0 t} \\ &= A \sum_{n=-\infty}^{+\infty} d_n c(t - nT_b) + A \sum_{l=1}^{L-1} \alpha_l e^{j\varphi_l} \\ &\quad \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} d_n c(t - nT_b - \tau_l) + n_b(t) \end{aligned} \quad (4)$$

其中 $\varphi_l = -\omega_0 \tau_l$, 为第 l 条多径分量的相位, $l = 1, 2, \dots, L-1$; 记高斯噪声 $n_b(t) = n(t)e^{-j\omega_0 t}$ 。由文献[11]

可知 φ_l 服从 $[0, 2\pi]$ 的随机均匀分布。高斯噪声对多径分离理论分析没有影响, 以下理论分析暂不考虑, 但会在下节仿真中加入噪声的影响。

2.2 片内多径分离

模拟信号经基带采样, 采样周期为 T_s , 满足 $T_c = NT_s$, 其中 N 为过采样点数, $N \geq 2$ 。经采样后得到的第 q 个码片第 p 个采样点的数据为

$$\begin{aligned} m(qT_c, pT_s) = & A \sum_{n=-\infty}^{+\infty} d_n c(qT_c + pT_s - nT_b) \\ & + A \sum_{l=0}^{N_{lp}-1} \alpha_l e^{j\varphi_l} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} d_n c(qT_c + pT_s \\ & - nT_b - \tau_{l,p}) + A \sum_{l=0}^{N_{Op}-1} \alpha_l e^{j\varphi_l} \\ & \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} d_n c((q - m_{l,q,p})T_c + pT_s - nT_b) \end{aligned} \quad (5)$$

其中 N_{lp} 为处于第 p 个样本内的片内多径数, 满足 $N_{l_1} \leq N_{l_2} \leq \dots \leq N_{l_N}$; N_{Op} 为处于第 p 个样本内的片外多径数; $\tau_{l,p}$ 为第 l 条片内多径在第 p 个样本的多径时延, $m_{l,q,p}$ 为非零整数; $p \in \{1, 2, \dots, N\}$, $q \in \{1, 2, \dots, M\}$ 。从式(5)看出每个采样点包括了直达径, 片内多径与片外多径这 3 个分量。传统的相关解扩方法是对整个码片积分后再与伪码进行相关^[6], 这样得到的解扩相关峰为三角波形(参见下节仿真的图 2), 得到的数据消除了片外多径分量的影响, 但是包括了片内多径分量, 引起了干扰。分析式(5)的第 2 项, 发现每一个码片靠前的样本点受到的片内多径干扰数较少, 越到后面片内多径分量越多。对每一个码片, 我们抽取第 1 个样本点分析, 有

$$\begin{aligned} \lim_{T_s \rightarrow 0} m(qT_c, 1T_s) = & A \sum_{n=-\infty}^{+\infty} d_n c(qT_c + T_s - nT_b) \\ & + A \sum_{l=0}^{N_{O1}-1} \alpha_l e^{j\varphi_l} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} d_n c((q - m_{l,q,1})T_c + T_s - nT_b) \end{aligned} \quad (6)$$

实际上, 并不需要采样周期无限小式(6)才成立, 只要满足 $T_s < \min(\tau_l)$, $l = 1, 2, \dots, L-1$ 式(6)就成立。

$$\begin{aligned} m(qT_c, 1T_s) \stackrel{T_s < \min(\tau_l)}{=} & A \sum_{n=-\infty}^{+\infty} d_n c(qT_c + T_s - nT_b) \\ & + A \sum_{l=0}^{N_{O1}-1} \alpha_l e^{j\varphi_l} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} d_n c((q - m_{l,q,1})T_c + T_s - nT_b) \end{aligned} \quad (7)$$

此时这一个码片采样点只有直达径分量和片外多径分量而没有片内多径分量了。因此, 我们只要对每个码片抽取第 1 个采样点进行相关解扩就能得到不受片内多径干扰的比特级信息, 记为 $Y_{1,n}$, n 代表第 n 个比特数据。

$$Y_{1,n} = Ad_n M - Ad_n \sum_{l=0}^{N_{O1}-1} \alpha_l e^{j\varphi_l} \quad (8)$$

由式(8)看出, $Y_{1,n}$ 只有直达径分量和片外多径干扰分量而消除了片内多径干扰。由于 $M \gg 1$, 因此片外多径干扰基本上可以忽略。由式(8)的计算就得到了直达径信息。

然而实际系统中 T_s 受系统资源所限, 不可能要求采样周期 T_s 无限小, 也不一定能满足 $T_s < \min(\tau_l)$ 。当 $T_s > \min(\tau_l)$ 时, 就算是对每个码片抽取第 1 个采样点, 也包括了片内多径分量, 因为多径分离精度不可能大于采样间隔^[12]。但由于有 $N_{l_1} \leq N_{l_2} \leq \dots \leq N_{l_N}$, 因此第 1 个采样点所受的片内多径干扰是所有采样点中最少的, 由第 1 个采样点解扩出来的比特级数据也是受片内多径干扰最少的数据。

本文分离直达径的方法是抽取受片内多径干扰最少的采样点解扩的, 丢弃了一些受多径干扰较大的有效信息, 因此信噪比不可避免的受到损失。本文是通过牺牲一定的信噪比来换取片内多径分离的, 损失的信噪比为 $\text{SNR}_{\text{Lose}} = 10 \lg(N)$, 与采样周期 T_s 有关, 采样周期越大, 过采样点数 N 越小, 损失的信噪比越小, 然而片内多径分离能力也越差, 反之亦然。

3 仿真

本节对第 2 节提出的多径分离方法进行 MATLAB 仿真。分别分析其理论多径分离能力和噪声对分离性能的影响。

3.1 多径分离理论性能仿真

在不考虑噪声的情况下, 利用 MATLAB 分析这种多径分离技术的理论性能。仿真条件设置为: 伪码序列用周期为 63 的 m 序列补 1 个 1 得到的, 周期 $M=64$; 对每一个码片进行 8 倍采样, 即 $N=8$; 仿真设置一条相对于直达径时延为 $0.25T_c$, 相位设置为 0° , 衰减因子 $\alpha = 0.5$ 的多径。传统相关解扩和本文提出的多径分离解扩方法得到的数据如图 2 所示。

图 2 中传统解扩方法是将直达径分量和多径分量叠加在一起, 因此传统解扩方法得到的相关解扩值与直达径幅值之间并没有一个固定的对应关系, 而本文提出的方法抽取第 1 个码片数据进行相关解扩, 得到的幅值(码片偏移为 0 时的对应值)恒为直达径幅值的 $1/N$, 并不受多径分量的影响。

3.2 抗噪声性能仿真

上节仿真了没有噪声的情况, 然而实际使用时噪声的影响是需要考虑的。与传统方法相比, 本文方法的信噪比损失为 $\text{SNR}_{\text{Lose}} = 10 \lg(N)$, 这些信噪比的损失会影响多径分离的性能, 此时信噪比损失

所带来的影响是否超过多径分离所带来的优势是需要验证的；另一方面实际系统的采样周期不一定能满足 $T_s < \min(\tau_l)$ ，当 $T_s > \min(\tau_l)$ 时本文提出的方法仍然不能完全得到独立的直直径，此时的分离效果与传统方法相比是否有优势，尤其是在损失了一定信噪比后，这些都需要仿真给出答案。

本节将用 MATLAB 仿真这两方面的性能。仿真设置不同信噪比，在每种信噪比下计算传统方法求得的信号功率和本文方法求得的信号功率，即 RSSI 值。但由于这两种方法得到的理论信号功率并不相同因此不便直接比较，由此我们选择这两种方法理论性能相同的信噪比 SNR 作为比较的指标^[13]。而两种方法的噪声功率都是用相同的方法求得，且噪声功率不受多径影响，不会对结果产生任何影响，可以很合理地反应 RSSI 值的精度性能。

仿真仍然采用周期 $M=64$ 的伪码；仿真信噪比范围为 30 dB 到 -40 dB(更高的信噪比得到的结果基本不变)；每种信噪比测试 1000 帧；对每一帧取 8 个(与 CC2420 相同)比特信号功率的平均和对应的噪声功率获得 SNR 值；设置 3 条相位，幅度衰减，相对时延都是均匀随机分布的多径。通过比较传统方法和本文提出的方法求得的 SNR 与理论 SNR 的拟合程度以及这两种方法对应的方差值来体现性能好坏。

图 3 给出了在多径信道下传统方法和本文提出的方法拟合出的信噪比曲线。图 3 对应的仿真条件为 $N=8$ ， $T_s < \min(\tau_l)$ 即能完全分离出直直径情况。由于经过 1000 帧的平均，所以这两种方法得到的信噪比与理论信噪比都能较好的吻合。本文提出的方法在信噪比低于 -20 dB 时偏离理论曲线较大，性能差于传统方法，这是由于在低于 -20 dB 时，本文提出的方法损失的信噪比所带来的影响超过了分离多径带来的增益；另外是通过取 1000 帧多径参数均匀随机分布的信号求平均得到信噪比的，多径对估计

的影响也被均值化给削弱了。为了详细的分析多径的影响以及损失信噪比所带来的性能恶化，我们在每一种信噪比下仿真比较 1000 帧数据求得的信噪比的方差，同时考虑 $T_s > \min(\tau_l)$ 情况对性能的影响，仍然设置 3 条幅度衰减，相位，相对时延都是均匀随机分布的多径，得出的方差结果如图 4 所示。

图 4 中有 4 条曲线，其中传统方法是前面所说的对码片积分后进行相关解扩的方法，多径分离-I,II,III 这 3 条曲线对应的条件是保持最小多径时延 $\min(\tau_l)$ 不变，码片周期 T_c 不变，通过改变采样周期 T_s 也就是过采样点数 N 而得到的 3 种不同的方差性能。多径分离-I 曲线的条件是在抽取的第一个采样点中恰好不包含多径，即 $T_s = \min(\tau_l)$ ，此时损失的信噪比为 $\text{SNR}_{\text{Lose}} = 10 \lg 8 = 9 \text{ dB}$ ；多径分离-II 曲线的条件是抽取的第一个采样点中有可能包含有一条多径分量，即 $T_s = 2 \cdot \min(\tau_l)$ ，此时抽取所损失的信噪比为 $\text{SNR}_{\text{Lose}} = 10 \lg 4 = 6 \text{ dB}$ ；多径分离-III 曲线的条件是抽取的第一个采样点中有可能包括 3 条多径，即 $T_s = 4 \cdot \min(\tau_l)$ ，此时抽取所损失的信噪比为 $\text{SNR}_{\text{Lose}} = 10 \lg 2 = 3 \text{ dB}$ 。从图 4 看出在信噪比 SNR 较好的情况(SNR 大于 -13 dB)，方差性能主要受多径影响，完全多径分离的方差最小，传统方法方差最大；随着信噪比继续降低，信噪比因素对方差性能的影响逐渐加大，从图中看出各条曲线出现了交叉。而相对于传统方法，交叉点位置为 -20 dB 左右，此时的多径分离所带来的优势就小于了损失信噪比所带来的劣势，因此方差性能变差。

针对本文仿真的系统，我们计算达到接收灵敏度所需的信噪比，以此来分析本文的实际适用范围。扩频增益 $10 \lg 64 = 18 \text{ dB}$ ，过采样所带来的仿真增益 $10 \lg 8 = 9 \text{ dB}$ (这个增益是由于 MATLAB 中 awgn 函数设置的噪声功率带宽变宽，使得实际带宽内噪声功率减少所带来的)，考虑采用(2,1,5)的卷积码，编码增益大概 5~6 dB 左右，采用 QPSK 调制，

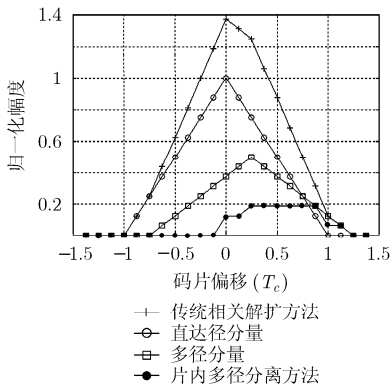


图 2 片内多径分离的性能比较

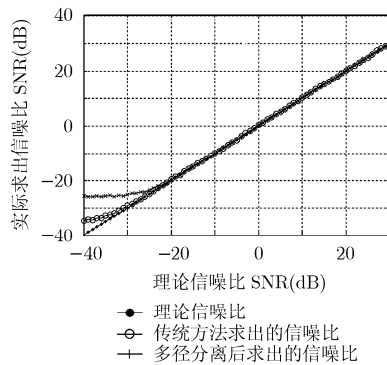


图 3 拟合信噪比性能比较

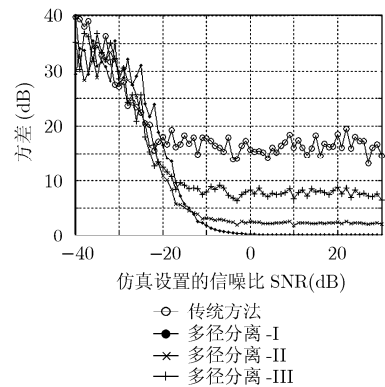


图 4 方差性能

在误码率 10^{-5} 指标下所需要的信噪比约为 13 dB (MATLAB 给出的仿真曲线为 12.7 dB), 由此我们可以得到此仿真系统在误码率 10^{-5} 指标情况下的接收灵敏度所需的信噪比为 $13-18-9-6 = -20$ dB。也就是说整个系统正常工作的信噪比要求要大于等于 -20 dB, 而从图中看出传统方法与本文提出的方法交叉点位置大概为 -20 dB。也就是在系统正常工作情况下, 本文提出的多径分离的方法要优于传统方法。

4 结束语

本文针对无线传感器网络中基于 RSSI 的定位受多径干扰较大的问题在物理层方面进行研究。通过研究片内多径分离, 将直达径功率分离出来, 提出了一种抗多径干扰的 RSSI 方法。理论分析了多径的分离能力以及对 RSSI 值的影响。并经过 MATLAB 仿真验证了本文提出的多径分离方法能抵抗一定的多径干扰, 在系统正常工作情况下要优于传统方法。

接下来的工作将会将本方法用于实际实现, 进行实际测距测试。

参考文献

- [1] Merat S and Almuhtadi W. Wireless network channel quality estimation inside reactor building using RSSI measurement of wireless sensor network[C]. Proc in Electrical and Computer Engineering, 2009. CCECE '09. Canadian Conference, 2009: 339-341.
- [2] Zhang Jian-wu and Zhang Lu. Research on distance measurement based on RSSI of ZigBee[C]. Proc. in Computing, Communication, Control, and Management, 2009. CCCM 2009. ISECS International Colloquium, Sanya, 2009: 210-212.
- [3] 任维政, 徐连明, 邓中亮, 王川. 基于 RSSI 的测距差分修正定位算法. 传感技术学报, 2008, 21(7): 1247-1250.
Ren Wei-zheng, Xu Lian-ming, Deng Zhong-liang, and Wang Chuan. Distance difference localization algorithm based on RSSI for wireless sensor networks[J]. *Chinese Journal of Sensors and Actuators*, 2008, 21(7): 1247-1250.
- [4] Yu Xiao-yong, Rottinghaus, and Alan-P, Wu Jian-J. Estimation of CINR and RSSI in a wireless communication system[P]. World Intellectual Property Organization, WO2007/149610 A2. 2006-01[2007-12-27].
- [5] 张晶, 阮绍云, 龚锦荣. 一种 WCDMA 系统中的 RSSI 处理技术[P]: 中国专利, CN1929683. 2006-8-29 [2007-3-14].
- [6] Van Dierendonck A J, Fenton P, and Ford T. Theory and performance of narrow correlator spacing in a GPS receiver[J]. *Journal of the Institute of Navigation*, Fall 1992, 39(3): 265-283.
- [7] Jones J, Fenton P, and Smith B. Theory and performance of the pulse aperture correlator. June 9, 2004. <http://webone.novatel.ca/assets/Documents/Papers/PAC.pdf>
- [8] Van Nee R D J, Sierveld J, and Fenton P C, et al. The multipath estimating delay lock loop: approaching theoretical accuracy limits[C]. Proc. of Position Location and Navigation Symposium, 1994, IEEE, Las Vegas, NV, 1994: 246-251.
- [9] Fenton P C and Jones J. The theory and performance of NovAtel Inc.'s Vision Correlator[C]. Proc. of the ION GNSS'2005 Long Beach, CA, NovAtel Inc. (September 2005).
- [10] Closas P, Fernandez-Prades C, and Fernandez-Rubio J A. A Bayesian approach to multipath mitigation in GNSS receivers[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2009, 3(4): 695-706.
- [11] Li Xin-rong and Pahlavan K. Super-resolution TOA estimation with diversity for indoor geolocation[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2004, 3(1): 224-234.
- [12] 华苏重, 葛丽嘉. 相对时延在码片内的多径分离[J]. 通信学报, 2001, 22(2): 42-48.
Hua Su-chong and Ge Li-jia. Separation of sub-chip multipath components[J]. *Journal of China Institute of Communications*, 2001, 22(2): 42-48.
- [13] Borenovic M N and Neskovic A M. Comparative analysis of RSSI, SNR and noise level parameters applicability of WLAN positioning purposes[C]. Proc of EUROCON 2009, St.-Petersburg, 2009: 1895-1900.

罗炬锋: 男, 1983 年生, 博士生, 研究方向为无线通信。

邱云周: 男, 1980 年生, 博士, 副研究员, 研究方向为无线传感器网络。

付耀先: 女, 1978 年生, 博士, 研究方向为无线传感器网络。

袁晓兵: 男, 1969 年生, 研究员, 博士生导师, 研究方向为无线传感器网络、信息处理。