

一种基于能量加权检测的 UWB 测距方法

张霆廷^{①②} 张钦宇^② 张乃通^{①②}

^①(哈尔滨工业大学电子与信息技术研究院 哈尔滨 150001)

^②(哈尔滨工业大学深圳研究生院 深圳 518055)

摘要: 针对无线传感器网络节点低成本、低运算能力的特点, 该文为基于超宽带(UWB)的无线传感器网络提出了一种基于能量加权的到达时间(TOA)估计方法。这种方法由直达径(DP)能量窗加权检测和 DP 在能量窗内位置精确估计两部分组成。文中给出了 DP 能量块检测概率和估计结果的闭合表达式, 通过理论和数值分析了积分长度, 子能量块个数等系统参数对于 TOA 估计性能的影响。通过仿真结果进行了性能比较和误差分析, 结果表明, 该算法在保持能量检测方法低采样率特点的同时, 在性能上相对传统算法有了较大提升。

关键词: 脉冲超宽带; 能量检测; 测距; 到达时间估计

中图分类号: TN914

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)08-1946-06

A UWB Ranging Method Based on Weighted Energy Detection

Zhang Ting-ting^{①②} Zhang Qin-yu^② Zhang Nai-tong^{①②}

^①(School of Electrical and information, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

^②(Shenzhen Graduate School, Harbin Institute of Technology, Shenzhen 518055, China)

Abstract: In order to design a low-computational Time Of Arrival (TOA) estimation algorithm for the Ultra WideBand (UWB) based wireless sensor network, a new TOA estimation method which focuses on the Direct Path (DP) component based on weighted energy detection is proposed in this paper. This method includes two steps, one is DP energy block detection, and the other is the refined DP estimation. A closed form for performance analysis is proposed, and system parameters that affect estimation performance are studied with analytical and numerical methods. The results compared with traditional ranging methods also show that this method can achieve relative high performance under low sample rate conditions.

Key words: IR-UWB; Energy detection; Ranging; TOA

1 引言

无线传感器网络(Wireless Sensor Network, WSN)具有广阔的应用前景^[1], 而随机部署的传感器节点能够自身定位是 WSN 开展一系列具体应用的前提。脉冲超宽带(Impulse radio-ultra wideband, IR-UWB)是一种非传统的、新颖的无线传输技术, 它采用极窄脉冲传输信息, 收发信机中不包含传统的中频和射频电路, 设计简单, 可满足传感器节点的低复杂度设计需求; 另外 UWB 信号本身具备很高精度的测距能力^[2], 利用这样精确的测距结果, 可以实现节点间的相对定位, 因此非常适合于作为无线传感器网络的物理层技术。

定位技术分为测距类和非测距类两种。相比之下, 非测距类的定位技术定位精度较差, 而且需要大量锚点(位置已知节点)的配合, 所以在对定位精度要求较高或锚点较少的应用中, 使用基于测距的

定位技术是更为合理的。常用的测距方法有基于接收信号到达时间估计的 TOA/TDOA(Time Difference Of Arrival), 基于接收信号强度估计的 RSS(Received Signal Strength)以及基于到达角度估计的 AOA(Angle Of Arrival)。UWB 脉冲由于具有极高的带宽, 持续时间短至 ns 级, 因而具有很强的时间分辨力, 为了充分利用 UWB 时间分辨能力强的特点, 使用基于信号到达时间估计的测距技术是最适合于以 UWB 为物理层技术的传感器网络的^[3, 4]。

基于 UWB 的 TOA 估计算法近年来得到了较为充分的研究, 包括采用高采样率、高精度的匹配滤波(match filter)技术来实现的基于相干检测的 TOA 估计算法^[5], 以及采用较低采样率, 降低了复杂度的基于非相干能量检测的 TOA 估计算法^[6]。这些 TOA 估计算法都是通过估计接收信号中的直达单径(direct path, DP)成分的到达时间而得到信号从发端到收端的传播时间。考虑到传感器节点低成本、低复杂度的要求, 基于能量检测体制的 TOA

2008-09-09 收到, 2009-04-20 改回

国家自然科学基金重点项目(60432040)和国家自然科学基金项目(60702034)资助课题

估计算法是主要备选方案。因为所需的采样速率较低、处理的数据量不大，因此具有收敛速度快的优点，但是估计精度和相关方法相比有一定的差距。影响传统能量检测方法测距精度的原因主要有两个^[7]，一个是对于 DP 所在能量窗口的检测概率较低，另一个则是在检测完毕后直接取能量窗的中点作为 DP 位置，缺乏进一步的精确估计^[6, 7]。文献[8, 9]中提出采用两步法对 DP 进行估计，但是文献[8]仅仅局限于方法的提出，对性能分析尚不完备，而文献[9]中的第 2 步采用的是匹配滤波方法，这种方法可以降低部分计算量，但仍然要求节点具备高速采样的能力，并不能降低节点的成本。

本文针对以上问题，在保持低采样率的前提下适当增加节点的复杂度，首先利用能量加权的检测方法提高 DP 能量窗的检测概率，并在检测完成的前提下对 DP 在能量块内的位置进行精确估计。

2 信号与系统模型

2.1 信号模型

设发射端以 T_f 为间隔发送测距脉冲序列，则接收端信号可表示为

$$r(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} g_{mp}(t - jT_f) + n(t) \quad (1)$$

其中 j 为脉冲序号， $n(t)$ 表示零均值、双边功率谱密度为 $N_0/2$ 和方差为 σ^2 的 AWGN(Additive White Gaussian Noise)， $g_{mp}(t)$ 是单个脉冲经由多径信道到达接收端后的接收数据，表示为

$$g_{mp}(t) = \sum_{l=1}^L a_l g(t - \tau_l) \quad (2)$$

其中 $g(t)$ 是单位能量的单径脉冲波形，持续时间为 T_g 。 L 为多径总数， a_l 和 τ_l 分别表示各单径增益及到达时间，最早到达的单径即为 DP，其时延 τ_{TOA} 即为需要估计出的信号到达时间。

2.2 能量序列模型

如图 1 所示，能量加权检测接收机的结构分为两路，一路用于对 DP 所在能量块进行检测，而另一路则是在能量块内部对 DP 进行精确定位，若检测结果判断该能量块中不包含 DP 分量，这一路不工作。

能量加权算法在检测过程中体现，检测模块的结构如图 2 所示。

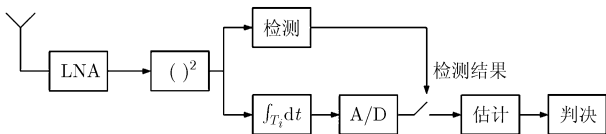


图 1 能量加权接收机结构

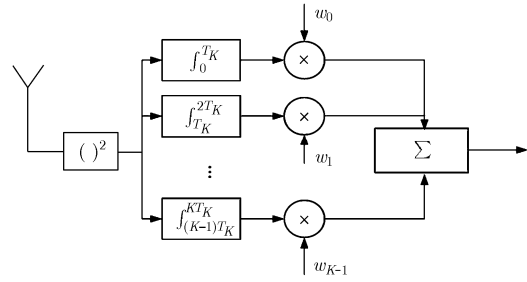


图 2 能量加权检测模块结构

能量序列模型根据接收机的不同支路分为两种，检测模块中输出的能量序列 \mathbf{X} 是接收信号经过平方器和加权检测模块后的结果。并行处理的信号长度为 T_i ，一帧内的能量块数目为 $M = \lfloor T_f / T_i \rfloor$ 。当使用的测距脉冲个数为 N_f 时，有

$$\mathbf{X} = [\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \dots, \mathbf{x}_{N_f}] \quad (3)$$

其中 $\mathbf{x}_i = (x_i[0], x_i[1], \dots, x_i[M-1])^T$ ，和传统能量检测接收机不同，为了增加对 DP 能量块的检测概率，检测模块首先将长度为 T_i 的接收信号分为 K 个等长度的子能量块，每段单独积分后乘上一个加权因子 w_k ，有

$$x_i[j] = \sum_K \int_{(i-1)T_f + (j-1)T_i + (k-1)T_K}^{(i-1)T_f + (j-1)T_i + kT_K} w_k r^2(t) dt \quad (4)$$

而估计支路中不采用加权结构，直接对长度为 T_i 的信号进行能量积分，因此估计模块输入的能量序列与检测模块类似有 $\mathbf{Y} = [\mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2, \dots, \mathbf{y}_{N_f}]$ ， $\mathbf{y}_i = (y_i[0], y_i[1], \dots, y_i[M-1])^T$ ，不同的地方在于

$$y_i[j] = \int_{(i-1)T_f + (j-1)T_i}^{(i-1)T_f + jT_i} r^2(t) dt \quad (5)$$

3 加权 TOA 估计方法

根据图 1 对接收机结构的描述，加权 TOA 估计方法分为两步。如图 3 所示，第 1 步选取长度为 T_i 的接收信号进行检测，第 2 步对 DP 在能量窗口中的位置进行精确估计，TOA 的估计值就为

$$\hat{\tau}_{TOA} = (m_{DP} - 1)T_i + \hat{\delta}_{DP} \quad (6)$$

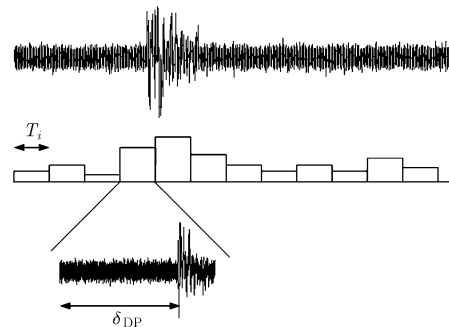


图 3 TOA 估计方法示意图

3.1 DP 能量块检测模型

令能量窗长度为 T_i ，每个子能量块的长度为 $T_K = T_i / K$ ，子能量块的输出变量服从自由度为 M 的 χ^2 分布，其中 $2M = 2T_K W + 1$ ， W 为信号带宽。根据积分窗口内是否存在信号分量的情况，积分器输出的变量进行高斯近似^[10, 11]后的均值和方差分别为

$$\begin{aligned} \mu_c &= \mathbf{w}^T \mathbf{M} N_0 \mathbf{1}, \quad \sigma_c^2 = \mathbf{w}^T \mathbf{M} N_0^2 \mathbf{w} \\ \mu_{nc} &= \mathbf{w}^T \mathbf{M} N_0 \mathbf{1} + \mathbf{w}^T \mathbf{E}_s, \\ \sigma_{nc}^2 &= \mathbf{w}^T \mathbf{M} N_0^2 \mathbf{w} + 2N_0(\mathbf{w}^T \mathbf{H} \mathbf{w}) \end{aligned} \quad (7)$$

其中 μ_{nc} , σ_{nc}^2 和 μ_c , σ_c^2 分别表示非中心和中心 χ^2 分布的近似情况。 $\mathbf{w} = [w_0, w_1, \dots, w_{K-1}]^T$ 为加权向量， $\mathbf{E}_s = [E_s(0), E_s(1), \dots, E_s(K-1)]^T$ 为积分窗口内每个子能量块中包含的信号能量， $\mathbf{H} = \text{diag}\{\mathbf{E}_s\}$ ， $\mathbf{1} = [1, 1, \dots, 1]^T$ 表示长度为 K 的单位列向量， N_0 为噪声功率谱密度。

基于 Neyman-Pearson 检测理论^[12]，在虚警概率恒定的情况下求解检测概率。检测门限 γ 为

$$\begin{aligned} \gamma &= \sigma_c Q^{-1}(P_{FA}) + \mu_c \\ &= \sqrt{\mathbf{w}^T \mathbf{M} N_0^2 \mathbf{w}} Q^{-1}(P_{FA}) + \mathbf{w}^T \mathbf{M} N_0 \mathbf{1} \end{aligned} \quad (8)$$

因此检测概率 P_D 为

$$\begin{aligned} P_D &= P(H_1 : H_1) = Q\left(\frac{\gamma - \mu_{nc}}{\sigma_{nc}}\right) \\ &= Q\left(\frac{\sqrt{\mathbf{w}^T \mathbf{M} N_0^2 \mathbf{w}} Q^{-1}(P_{FA}) - \mathbf{w}^T \mathbf{E}_s}{\sqrt{\mathbf{w}^T \mathbf{M} N_0^2 \mathbf{w} + 2N_0(\mathbf{w}^T \mathbf{H} \mathbf{w})}}\right) \end{aligned} \quad (9)$$

由于 Q 函数是单调递减的，因此最佳加权向量 \mathbf{w}_{opt} 应该满足

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_{opt} &= \arg \min J(\mathbf{w}) \\ &= \arg \min \frac{\sqrt{\mathbf{w}^T \mathbf{M} N_0^2 \mathbf{w}} Q^{-1}(P_{FA}) - \mathbf{w}^T \mathbf{E}_s}{\sqrt{\mathbf{w}^T \mathbf{M} N_0^2 \mathbf{w} + 2N_0(\mathbf{w}^T \mathbf{H} \mathbf{w})}} \end{aligned} \quad (10)$$

考虑到检测模块采用的是等间隔加权，结合文献[10, 13]的结论，代入式(10)进行简化得到一个准最佳的加权系数

$$\mathbf{w}_{sub-opt} = \{E_s(0), E_s(1), \dots, E_s(K-1)\}^T \quad (11)$$

与信道能量有关。由于信道能量统计分布和建议参数由 IEEE802.15.4a 工作组给定，采用数据拟合的方法非常便于取得加权系数的闭合形式解。

令 $e(t)$ 表示以 DP 为起点，积分长度为 t 的窗口内包含的归一化信号能量。针对视距和非视距两种情形，使用 IEEE802.15.4a 的 CM1 和 CM2 模型在不同的积分长度分别产生 1000 次信道冲激响应，对 t 长度内的归一化信号能量进行拟合，结果如图 4 所示。

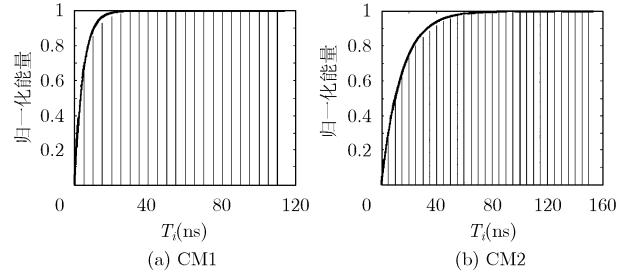


图4 $e(t)$ 曲线拟合

可以看出 $e(t)$ 近似服从指数分布，为

$$e(t) = 1 - e^{-\alpha t} \quad (12)$$

不同信道条件下的拟合参数 α 不同，拟合结果如表 1 所示。

表 1 信道拟合参数

信道模式 (IEEE 802.15.4a)	α
CM1	0.06
CM2	0.035

定义中间变量 h_k ，表示当 DP 位于第 1 个子能量块时，第 $k+1$ 个子能量块中包含的信号平均能量。由于 DP 可能出现在第 1 个子能量块的任何位置，因此可以用均匀分布描述。

$$\begin{aligned} h_0 &= E_b \int_0^{T_K} e(t) p(t) dt = \frac{E_b}{T_K} \int_0^{T_K} (1 - e^{-\alpha t}) dt \\ &= E_b \left[1 + \frac{1}{\alpha T_K} (e^{-\alpha T_K} - 1) \right] \\ &\vdots \\ h_{K-1} &= E_b \left[1 + \frac{1}{\alpha T_K} (e^{-\alpha K T_K} - 1) \right] \end{aligned} \quad (13)$$

考虑到 DP 出现在每个子能量块的概率也相等，即 $p(\text{DP}) = 1/K$ ，因此计算 \mathbf{E}_s 时，每个子能量块包含的信号能量可以表示为

$$\begin{aligned} E_s(k) &= \frac{E_b}{K} \sum_{i=0}^k h_i \\ &= \frac{E_b}{K} \left[(k+1) + \frac{1}{\alpha T_K} (e^{-\alpha(k+1)T_K} - 1) \right] \end{aligned} \quad (14)$$

其中 $k = 0, 1, \dots, K-1$ ， E_b 为单个脉冲的能量。加权向量 $\mathbf{w}_{sub-opt}$ 的表达式为

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_{sub-opt} &= \{E_s(0), E_s(1), \dots, E_s(K-1)\}^T \\ &= \left\{ \frac{E_b}{K} \left[1 + \frac{1}{\alpha T_K} (e^{-\alpha T_K} - 1) \right], \dots, \right. \\ &\quad \left. K + \frac{1}{\alpha T_K} (e^{-\alpha K T_K} - 1) \right\}^T \end{aligned} \quad (15)$$

代入式(9)可得到检测概率的闭合表达式为

$$P_D = Q \left(\frac{Q^{-1}(P_{FA}) \sqrt{\frac{M}{K^2} \sum_{k=0}^{K-1} \left[(k+1) + \frac{1}{\alpha T_K} (e^{-\alpha(k+1)T_K} - 1) \right]^2} - \frac{1}{K^2} \frac{E_b}{N_0} \sum_{k=0}^{K-1} \left[(k+1) + \frac{1}{\alpha T_K} (e^{-\alpha(k+1)T_K} - 1) \right]^2}}{\sqrt{\frac{M}{K^2} \sum_{k=0}^{K-1} \left[(k+1) + \frac{1}{\alpha T_K} (e^{-\alpha(k+1)T_K} - 1) \right]^2} + \frac{2}{K^3} \frac{E_b}{N_0} \sum_{k=0}^{K-1} \left[(k+1) + \frac{1}{\alpha T_K} (e^{-\alpha(k+1)T_K} - 1) \right]^3}} \right) \quad (16)$$

3.2 DP 在积分窗口内部的位置估计

在 DP 能量块检测完成后，下一个步骤需要确定 DP 的精确位置。根据图 1 所示接收机的结构，估计模块在另一条支路上对积分窗口中的信号能量进行极大似然估计。当检测模块认为该窗口中包含有 DP 时，估计模块根据式(12)和表 1 的信号能量统计特性在运算量很低的情况下对 DP 位置进行计算。

由于该积分窗口中包含有信号分量，基于高斯近似积分器输出 y_i 服从

$$y_i[m_{DP}] \sim N(E_{DP} + M'N_0, 4E_{DP}N_0 + M'N_0^2) \quad (17)$$

其中 $2M' = 2T_i W + 1$ ， m_{DP} 为 DP 所在能量窗口的序号， E_{DP} 表示 DP 所在积分窗口内包含的信号能量。为简便令 $\mu = E_{DP} + M'N_0$ ，对信号的均值 μ 进行极大似然估计有

$$\begin{aligned} \hat{\mu} &= \arg \max L(y[m_{DP}] | \mu, H_1) \\ &= \arg \max \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp \left[-\frac{1}{2\sigma^2} (y[m_{DP}] - \mu)^2 \right] \end{aligned} \quad (18)$$

当脉冲样本个数为 N_f 时， $y[m_{DP}] = \frac{1}{N_f} \sum_{i=0}^{N_f-1} y_i[m_{DP}]$ ，

因此包含在能量块中的信号能量为

$$E_{DP} = \hat{\mu} - M'N_0 = \frac{1}{N_f} \sum_{i=0}^{N_f-1} \int_{(m_{DP}-1)T_i}^{m_{DP}T_i} r_i^2(t) dt - M'N_0 \quad (19)$$

其中 $r(t)$ 为该积分窗口中的接收信号。

根据式(12)和图 5，相对延迟 δ_{DP} 为

$$\begin{aligned} \hat{\delta}_{DP} &= \frac{1}{\alpha} \ln \left[1 - \frac{1}{E_b} \left(\frac{1}{N_f} \sum_{i=0}^{N_f-1} \int_{(m_{DP}-1)T_i}^{m_{DP}T_i} r_i^2(t) dt - M'N_0 \right) \right] \\ &\quad + T_i \end{aligned} \quad (20)$$

代入式(6)可以得到总的时间差 $\hat{\tau}_{TOA}$ 。考虑到该步骤利用的是信道的统计特性，要保证估计精度最简单的方法就是增加测试脉冲个数 N_f ，具体在仿真结果中进行了讨论。

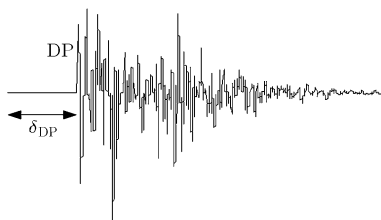


图 5 估计阶段示意图

4 相关参数性能分析

积分长度和子能量块个数是加权估计中的两个关键参数，从式(16)可以得到二者与检测概率之间的关系。自由度 M 在分析 T_i 时被用作了中间变量，将 $2M = 2T_K W + 1$ 代入到式(16)中就可以得到积分长度与检测概率的解析式。

如图 6(a)所示，横轴表示子能量块长度 T_K ，而纵轴则表示检测概率。可以看出在图 6(a)的条件下 (CM1, $E_b/N_0 = 10$ dB)，存在有一个最优 T_K ，使得检测概率最大，随着检测模块中子能量块数目的增加，保证检测概率最高的最优子能量块长度 T_K 也相应变短。而最优积分长度 $T_i = K T_K$ ，其具体取值和信道环境、信噪比以及子能量块 K 的个数都有关系。

图 6(b)中显示了 CM1 条件下分支数量为 1, 2, 5, 10 以及趋近无穷的理论检测性能，并和传统非加权的能量检测方法进行了性能比较。可以看出随着子能量块数目 K 的增加，检测性能具有明显的提高，从图 6(a)中也可得到相同结论。和传统非加权的方法比较发现，非加权方法的性能和 $K=1$ 的加权接收机非常接近，因此可以将非加权方法近似看作

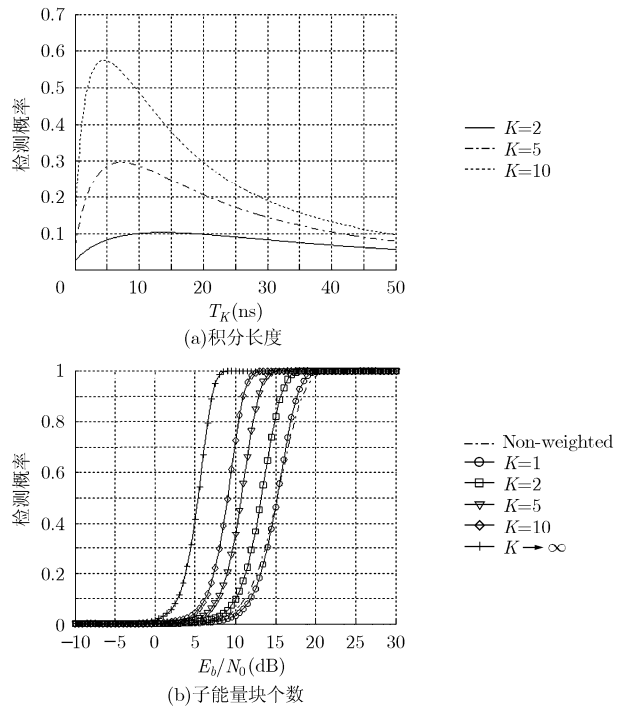


图 6 不同参数对检测概率的影响

加权方法在 $K = 1$ 时的一个特例。而当子能量块数目超过 2 后, 加权检测具有明显的性能优势。但是增加子能量块数目意味着增加接收机检测部分的分支数量, 因而会增加接收机的复杂度, 因此需要根据实际情况进行选择。

5 仿真结果和误差分析

在前文讨论结果的基础上, 最后我们给出了能量加权测距法性能仿真结果。仿真中使用的测距脉冲持续时间 T_g 为 1 ns, 帧周期 T_f 为 200 ns, 保证足够大可以完全避免帧间干扰。

信道环境采用的是 IEEE802.15.4a CM1 和 CM2。在这两种环境下分别进行 500 次独立信道实现的仿真, 各次信道实现引入的真实 TOA 均匀分布于 $(0, T_f)$ 。加权测距法中的参数设置为: 虚警概率为 $P_{FA} = 10^{-3}$, CM1 下积分长度为 20 ns, CM2 下积分长度为 30 ns, 加权的子能量块个数分别为 $K = 2$ 和 $K = 10$, 而测距脉冲样本个数分别为 $N_f = 5$ 和 $N_f = 50$ 。用来进行性能比较的算法也是基于能量检测的门限检测(Threshold Crossing, TC)和峰值后向搜索(Maximum Energy Selection-Search Back, MES-SB)两种寻找 DP 的典型算法^[6], TC 方法主要依靠设定的门限进行检测, 首先通过门限的信号即判定为 DP; 而 MES-SB 方法是首先选定接收信号的能量峰值, 然后往前逆向搜索(search back)一个设定的窗口长度来确定 DP 位置。这两种算法中的参数按照文献^[6]中建议值在 CM1&CM2 下分别设置, 包括归一化门限 ξ_{norm} , 后向搜索窗口长度 W_{sb} 以及能量块长度 T_b 。性能评价标准用平均绝对误差(Mean Absolute Error, MAE)衡量, 仿真结果在图 7 中显示。

能量加权测距法的误差由检测误差 e_{DET} 和估计误差 e_{EST} 组成。当信噪比较低的情况下, 起主要作用的是检测误差。 e_{DET} 包括有漏检误差 e_M 和错检误差 e_{NDP} 。 e_M 是所有能量窗都不能通过门限检测的情况。在这种情况下, 选取能量最高的窗口 n_M 近似作为 DP 所在的位置^[5]。而 e_{NDP} 则是检测到的能量窗并不是真正 DP 所在的能量窗, 此时估计模块是没有作用的, 因此误差就以两个窗口之间的距离计算。从仿真结果看来, 当 K 从 2 变为 10 时, 加权测距法在低信噪比时可以获得 2-3 dB 左右的增益, 而在高信噪比时, 由于检测概率已经处于比较高的状态, 因此误差与 K 关系并不大。

估计误差 e_{EST} 在高信噪比是总误差的主要部分, 主要解决办法是采用大量的脉冲样本个数 N_f 进行平均处理。如图 7 所示, 当信噪比超过 16-18 dB 后, 随着脉冲样本个数从 5 变为 50, 在 CM1 下有 2

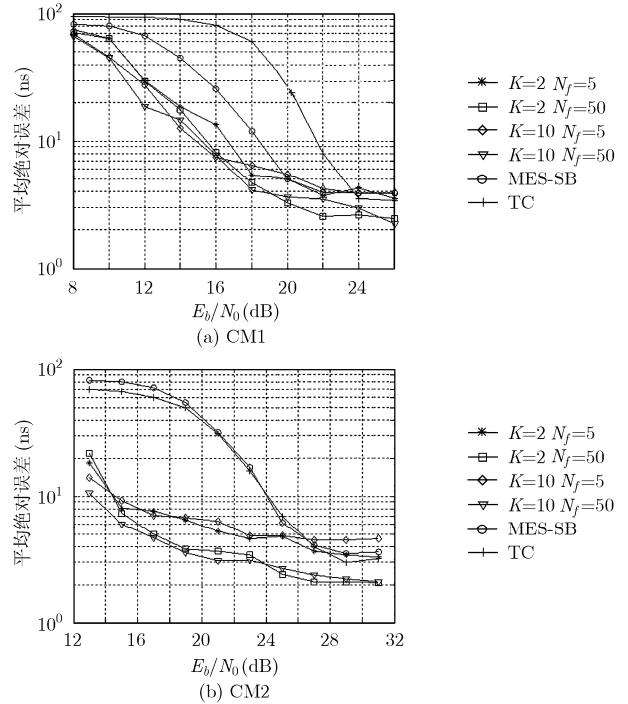


图 7 TOA 估计误差随 E_b / N_0 变化的性能分析与比较

dB 左右的增益, 而在 CM2 条件下的增益更大。

在和典型 DP 检测算法比较后发现, 无论是 TC 还是 MES-SB, 在高信噪比的情况下和能量加权测距法相比性能相对接近, 但是由于缺少 DP 精确位置估计, 因此性能上仍然有一定的差距; 而在低信噪比情况下, 由于加权测距法采用了加权能量检测, 能够较大程度地提升检测性能, 因此相比传统方法性能有明显的优势。加权测距法付出了复杂度相对较高的代价, 但是由于这种方法保留了能量检测方法的低采样率要求, 因此仍然具有较高的实用价值。

6 结论

在传感器网络中节点的低成本、低运算能力特点的基础上, 本文基于 UWB 技术提出了一种能量加权检测的 TOA 估计方法。这种方法和基于匹配滤波的相干估计方法相比, 算法复杂度和需要处理的数据量有较大的下降, 而对比传统非相干的 TOA 估计方法, 通过采用能量加权检测机制, 以及对 DP 在能量块内部进行精确定位的步骤, 有效提高了测距精度, 体现出了较大的性能优势, 同时保持了能量检测的低采样率要求, 因此具有广泛的应用价值。

参考文献

- [1] Akyildiz I F, Su Weilian, and Sankarasubramaniam Y, et al. A survey on sensor networks. *IEEE Communications Magazine*, 2002, 40(8): 102-114.
- [2] Eirini K, Ioannis G, and Ioannis T, et al. UWB Technology

- to Enhance the Performance of Wireless Multimedia Sensor Networks. 2007. ISCC 2007. 12th IEEE Symposium on Computers and Communications, Aveiro, Portugal, 1-4 July 2007: 57-62.
- [3] Jourdan D, Dardari D, and Win M. Position error bound for UWB localization in dense cluttered environments. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2008, 44(2): 613-628.
- [4] Gezici S, Tian Zhi, and Giannakis G B, *et al.* Localization via ultra-wideband radios: A look at positioning aspects for future sensor networks. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2005, 22(4): 70-84.
- [5] Lee Joon-Yong and Yoo Sungyul. Large error performance of UWB ranging in multipath and multiuser environments. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2006, 54(4): 1887-1895.
- [6] Guvenc I and Sahinoglu Z. Threshold-based TOA estimation for impulse radio UWB systems. 2005. ICU 2005. 2005 IEEE International Conference on Ultra-Wideband, Zurich, Switzerland, 5-8 Sept. 2005: 420-425.
- [7] Xu Chi and Law C L. Delay-dependent threshold selection for UWB TOA estimation. *IEEE Communications Letters*, 2008, 12(5): 380-382.
- [8] Gezici S, Sahinoglu Z, and Molisch A F. A two-step time of arrival estimation algorithm for impulse radio ultra-wideband systems. in Proc. of 13th European Signal Processing Conf. 2005. Istanbul Turkey, 4-10, Sept, 2005: 1-6.
- [9] Wu Shaohua, Zhang Qinyu, and Zhang Naitong. A two-step TOA estimation method for IR-UWB ranging systems. 2007. CNSR '07. Fifth Annual Conference on Communication Networks and Services Research, Fredericton, New Brunswick, 14-17 May 2007: 302-310.
- [10] Wu Jianjun, Xiang Haige, and Tian Zhi. Weighted noncoherent receivers for UWB PPM signals. *IEEE Communications Letters*, 2006, 10(9): 655-657.
- [11] D'Amico A A, Mengali U, and Arias-de-Reyna E. Energy-detection UWB receivers with multiple energy measurements. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2007, 6(7): 2652-2659.
- [12] Steven M Kay, 等著, 罗鹏飞, 张文明, 刘忠等译. 统计信号处理基础—估计与检测理论. 北京: 电子工业出版社, 2003, Vol. II: 501-517.
- [13] Tian Z and Sadler B M. Weighted energy detection of ultra-wideband signals. 2005 IEEE 6th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications, New York, 5-8 June 2005: 1068-1072.
- 张霆廷: 男, 1980 年生, 博士生, 研究方向为 UWB 通信与应用.
- 张钦宇: 男, 1972 年生, 教授, 研究方向包括无线数据传输、移动通信、无线通信网、生物医学电子学、人工智能神经网络等.
- 张乃通: 男, 1934 年生, 教授, 中国工程院院士, 研究领域包括 UWB、C4I 通信系统、专用移动通信系统、卫星通信等.