

基于 UWB 的无线传感器网络中的两步 TOA 估计法^{*}

吴绍华⁺, 张乃通

(哈尔滨工业大学 电子与信息技术研究院, 黑龙江 哈尔滨 150001)

A Two-Step TOA Estimation Method for UWB Based Wireless Sensor Networks

WU Shao-Hua⁺, ZHANG Nai-Tong

(School of Electronics and Information Technology, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

+ Corresponding author: E-mail: hitwush@hit.edu.cn, <http://hitrc.hit.edu.cn>

Wu SH, Zhang NT. A two-step TOA estimation method for UWB based wireless sensor networks. *Journal of Software*, 2007,18(5):1164–1172. <http://www.jos.org.cn/1000-9825/18/1164.htm>

Abstract: In order to design a low-calculation and high-precision TOA (time of arrival) estimation algorithm for UWB (ultra wideband) based wireless sensor network (WSN), a two-step TOA estimation method which jointly employs energy-detection (ED) and match-filtering (MF) is proposed in this paper. Based on analyzing the principles of the two-step method, it is pointed out that the success rate of DP (direct path) block detection in the first step and the setting of MF-threshold-factor in the second step are the key issues that affect the performance of the method. Algorithm selection of the first step and setting of the energy integration interval, which are the two factors that affect the success rate of DP block detection, are discussed through simulations. The idea of DMR (DP to minimum energy sample ratio) based MF-threshold-factor selection is proposed, and the mathematical model of the relationship between DMRs and the optimal MF-threshold-factors are built. Results show that the proposed two-step method greatly outperforms the one-step energy-detection based non-coherent method, while largely decreases the computational complexity compared to the one-step match-filtering based coherent method, so that the two-step method is more appropriate for application to sensor nodes which need to be designed with low complexity and low power consumption.

Key words: wireless sensor network; UWB (ultra wideband); ranging; TOA (time of arrival) estimation; energy-detection; match-filtering

摘要: 为了设计一种以较小运算量获得较高测距精度的 TOA(time of arrival)估计算法以适合节点运算能力有限的 UWB(ultra wideband)无线传感器网络,提出了一种结合能量检测与匹配滤波的两步 TOA 估计方法.分析了该方法的工作原理,指出了第 1 步中 DP(direct path)块检测成功率及第 2 步中匹配滤波门限因子设置的重要性.通过仿真对影响 DP 块检测成功率的两个因素,即 DP 块检测算法的选用和能量积分周期的设置进行了讨论.提出了依据能量采样序列中 DP 块与最小块比值 DMR(DP to minimum energy sample ratio)动态设置匹配滤波门限因子的思想,并为其建立了数学模型.仿真结果表明,两步 TOA 估计方法在运算量比单一的基于匹配滤波的相干算法小很多的情况

^{*} Supported by the Major Program of the National Natural Science Foundation of China under Grant No.60432040 (国家自然科学基金重点项目)

Received 2006-12-29; Accepted 2007-02-14

下,获得了比单一的基于能量检测的非相干方法更好的 TOA 估计性能,从而更适合应用于有低复杂度、低能耗设计需求的传感器节点中。

关键词: 无线传感器网络(wireless sensor network);UWB(ultra wideband);测距;TOA(time of arrival)估计;能量检测;匹配滤波

中图分类号: TP393 文献标识码: A

无线传感器网络(wireless sensor network,简称 WSN)具有非常广阔的应用前景^[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,因为只有知道了传感器感知数据的发生位置所采集到的数据才有应用价值.但由于传感器节点成本的限制问题,传统的 GPS(global position system)定位方法并不适合于传感器网络^[2],而且 GPS 的应用局限于无遮挡的室外环境.UWB(ultra wideband)是一种非传统的、新颖的无线传输技术,它非常适合于作为 WSN 的物理层技术^[3].首先是因为 UWB 采用极窄脉冲或极宽的频谱传送信息,收、发信机不含有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;另外一个原因是 UWB 信号理论上具备厘米级精度的测距能力,利用这样精确的测距结果,可以实现节点间的相对定位,也就是说,UWB 能够充分满足 WSN 的定位需求。

定位技术事实上可以基于测距,也可以不基于测距^[4].相比之下,非基于距离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 of arrival/time difference of arrival)、基于接收信号强度估计的 RSS(received signal strength)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能力^[3].为了充分利用 UWB 时间分辨能力强这个特点,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。

UWB 脉冲的 TOA 估计算法近几年得到了较为充分的研究,包括采用高采样速率、高精度的匹配滤波技术(match filter,简称 MF)来实现的基于相干检测的 TOA 估计算法^[5-7],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^[8-11].这些 TOA 估计算法均是通过估计接收信号中的直达单径(direct path,简称 DP)成分的到达时间而得到信号从发端到收端的传播时间.基于能量检测的非相干 TOA 估计算法的最大优点就是收敛速度快,这是因为所需的采样速率较低、处理的数据量不大,但同时也存在着 TOA 估计精度较低的问题,其根本原因就是低采样速率导致了低时间分辨率,对于 DP 在所检测到的能量块内的精确位置无法定位.基于匹配滤波的相干 TOA 估计算法能够最大程度地挖掘 UWB 的精确测距能力,其原因之一就是采用高的采样速率提高了采样信号的时间分辨率,但同时,由于处理数据量的增加使得算法收敛速度很慢,很不适合应用于运算能力有限的传感器节点.由此考虑可以结合使用两种方法:先使用基于能量检测的非相干 TOA 估计算法确定 DP 所在的能量块,然后用基于匹配滤波的相干方法处理此能量块范围内的高速采样信号以检测到 DP 的精确位置.这种两步 TOA 估计算法与单纯的基于能量检测的非相干 TOA 估计算法相比,TOA 估计的精度得到了较大的提高;与单纯的基于匹配滤波的相干 TOA 估计算法相比,所需处理的高速采样数据仅限于第 1 步粗略定位到的 DP 能量块内,与整个帧长范围内的数据量相比已经极大地减小,所以运算复杂度大为降低.两步 TOA 估计的思想事实上最早在文献[12,13]中已有人提出.但是,这两篇文献均仅局限于方法的提出,对影响两步法性能的各步骤关键问题讨论不足,其中就包括第 1 步中能量块检测算法的选用和能量积分周期的设置对 DP 块检测成功率的影响问题.另外,两篇文献中所讨论的对 DP 精确检测的第 2 步算法均非基于匹配滤波,这也导致了最后的 TOA 估计结果精度并不是很理想。

本文首先给出两步 TOA 估计算法的基本原理,指出各步骤的算法选用及参数设置对最终 TOA 估计性能影响的重要性.然后,通过仿真比较第 1 步中几种不同的非相干 TOA 估计算法的 DP 块检测成功率以及能量积分周期大小对成功率的影响,并考察第 2 步算法中的最优匹配滤波门限因子与 DP 块最小块能量比值 DMR(DP to minimum energy sample ratio)之间的关系,使得实际 TOA 估计中可以依据 DMR 对匹配滤波检测门限进行动态

最优设置.最后,给出两步 TOA 估计算法在 IEEE 802.15.4a 模型^[14]的 CM1(室内视距环境)和 CM2(室内非视距环境)信道下的性能仿真结果.

1 测距信号模型

1.1 接收信号数学模型

测距接收端收到的信号可表示为

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

其中, j, T_f 分别表示帧序号和帧周期, T_c 为码片持续时间,一帧内的码片占位数为 $N_c = T_f/T_c$, $n(t)$ 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). 因为仅讨论测距,整个系统中不考虑调制. c_j 是为避免灾难性碰撞并平滑传输信号的功率谱密度而为不同节点分配的跳时序列,第 k 个用户分配到的跳时序列满足 $c_j^{(k)} \in \{0, 1, \dots, N_c - 1\}$. 随机极性序列 $d_j \in \{\pm 1\}$ 用于增加接收信号检测的处理增益,同时也可以平滑信号的功率谱密度. $p_{mp}(t)$ 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

$$p_{mp}(t) = \sqrt{\frac{E_b}{N_s}} \sum_{i=1}^L a_i p(t - \tau_i) \quad (2)$$

其中, $p(t)$ 是单位能量的单径脉冲波形,同时也作为本地互相关模板,此处使用高斯二阶脉冲,持续时间为 T_p ; a_i 和 τ_i 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_1 即为需要估计出的信号到达时间 τ_{TOA} ; E_b 和 N_s 分别表示符号能量及传送一个符号所使用的脉冲数.为了讨论方便并不失一般性,设 $d_j = 1 \forall j$,对接收信号已经预先取得了帧级别的同步^[15],则 $\tau_{TOA} < T_f$,且帧间干扰可完全避免,即满足 $T_f > T_{CIR} + c_{\max} \cdot T_c$. 其中, T_{CIR} 表示信道冲激响应的有效持续时间, c_{\max} 为使用的跳时序列的最大码值.

1.2 能量采样序列

两步法的第 1 步是要从低速率的能量采样序列中检测到 DP 所在的能量块.将接收信号通过平方器后进行积分采样,即可获得信号的能量采样序列.设积分周期为 T_b ,则一帧内的采样点数,或者说能量块数为 $N_b = \lceil T_f/T_b \rceil$. 为了使处理结果更为可靠,可在多帧内采集能量以使采样序列 Y_n 更趋于统计特性,即

$$Y_n = \sum_{j=1}^{N_s} Y_{n,j} \quad (3)$$

其中, $n=1, 2, \dots, N_b$ 代表能量采样序号, $Y_{n,j}$ 表示为

$$Y_{n,j} = \int_{(j-1)T_f + (n-1)T_b + c_j T_c}^{(j-1)T_f + nT_b + c_j T_c} |r(t)|^2 dt \quad (4)$$

2 两步 TOA 估计方法的原理

TOA 估计的过程分为两步:第 1 步是从低速率的能量采样序列中估计出 DP 所在的能量块,这一步是较为粗略的估计;第 2 步是在已确定的 DP 所属的能量块范围内,通过基于匹配滤波的相干方法检测到 DP 的精确位置.如图 1 所示,设 n_{DP} 为 DP 所在的能量块的序号, Δ_{DP} 为 DP 的精确位置相对于该能量块起始位置的时延,则两步的任务分别为估计出 n_{DP} 和 Δ_{DP} , TOA 估计的结果为

$$\hat{\tau}_{TOA} = (\hat{n}_{DP} - 1)T_b + \hat{\Delta}_{DP} \quad (5)$$

2.1 第 1 步: DP 所在的能量块的定位

从图 1 可以看出,两步法的第 1 步是基础,此步骤中对于 DP 所在的能量块的定位成功率很大程度上决定了最终的测距性能.目前已有的几种非相干 TOA 估计算法^[8]均可用于此步骤,使用各算法估计 n_{DP} 的结果分别为:

(1) MES(maximum energy selection)算法.选取值最大的能量块作为 DP 块,即

$$\hat{n}_{DP-MES} = n_{\max} = \arg \max_{1 \leq n \leq N_b} Y_n \quad (6)$$

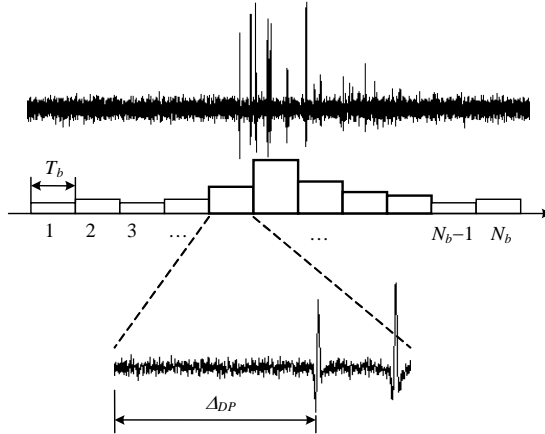


Fig.1 The two-step TOA estimation method: Estimate n_{DP} in the first step; estimate Δ_{DP} in the second step

图1 两步 TOA 估计法,第 1 步估计出 n_{DP} ,第 2 步估计出 Δ_{DP}

文献[13]中采用的就是这种算法.由于 NLOS(non-line-of-sight)障碍物及天线方向性的影响,DP 所在的能量块并不一定就是能量最强的采样块,所以,这种算法在某些情况下会存在系统性漏检误差.

(2) 固定归一化门限的 TC(threshold-crossing)算法(fixed normalized threshold TC).将能量采样序列与某一门限值 θ 进行比较,认为第 1 个超出门限的能量块即为 DP 块,即

$$\hat{n}_{DP-TC} = \min\{n|Y_n > \theta\} \quad (7)$$

文献[12]中采用的就是这种算法.门限 θ 的值可以通过归一化门限 θ_{norm} 计算出来, θ_{norm} 定义为

$$\theta_{norm} = \frac{\theta - \min\{Y_n\}}{\max\{Y_n\} - \min\{Y_n\}} \quad (8)$$

不同的信噪比情况下,不同信道的归一化门限 θ_{norm} 的统计最优值是不同的,但由于信噪比很难精确衡量,所以按照信噪比信息进行归一化门限设置的方法(SNR based normalized threshold TC)实际上并不可行,合理的方法是将 θ_{norm} 设置为某固定值,该值能够在尽量大的信噪比范围内使算法取得较好的性能.

(3) 基于 MMR(maximum to minimum energy sample ratio)设置归一化门限的 TC 算法(MMR based normalized threshold TC,即 MMR-TC).可以根据能量采样序列的最大最小值比 MMR 动态设置归一化门限 θ_{norm} .MMR 既体现了一定的信噪比信息,又一定程度地反映了当前信道的个体特征,且很容易从能量采样序列中计算出来.

$$MMR = 10 \log_{10} \left(\frac{\max\{Y_n\}}{\min\{Y_n\}} \right) \quad (9)$$

通过仿真,建立依据 MMR 计算最优归一化门限的数学模型如下:

$$\theta_{norm_opt} = A \cdot e^{B \cdot (MMR+C)} + D \quad (10)$$

其中, $A=2.594, B=-0.2468$;参数 C 和 D 取决于能量采样周期 T_b (单位:ns):

$$C = P_1 \cdot T_b^{P_2} + P_3 \quad (11)$$

$$D = Q_1 \cdot T_b^{Q_2} + Q_3 \quad (12)$$

其中, $P_1=-7.041, P_2=-0.7454, P_3=3.787; Q_1=-0.03946, Q_2=0.6383, Q_3=0.07006$.

(4) MES-SB(MES supported with search-back step)算法.先估计出最大能量块的位置,然后从该位置回溯搜索一定长度的区域(W_{sb} ns,亦即 $w_{sb} = \lceil W_{sb}/T_b \rceil$ 个能量块长度),认为该区域内能量值最早超过 θ 的采样块即为 DP

块,即

$$\hat{n}_{DP-MES-SB} = \min\{n \mid \tilde{Y}_n > \theta\} + (n_{\max} - w_{sb} - 1) \tag{13}$$

其中

$$\tilde{Y}_n = \{Y_{n_{\max}-w_{sb}}, Y_{n_{\max}-w_{sb}+1}, \dots, Y_{n_{\max}}\} \tag{14}$$

不同的信噪比情况下,不同信道的回溯窗口 w_{sb} 的统计最优值是不同的,但同样因为实际操作中信噪比很难精确衡量,只能将 w_{sb} 设置为一个固定值,该值能够在尽量大的信噪比范围内使 MES-SB 算法取得较好的性能.

以上几种算法的 DP 块检测成功率在相同条件下是不一样的,原则上,第 1 步应该选取使得成功率最高的 DP 块检测算法,这将在后面的仿真中作为关键问题进行讨论.另外,对于同一种算法,当能量积分周期 T_b 取值变化时,DP 块检测成功率也会变化,所以能量积分周期 T_b 对 DP 块检测成功率的影响情况是另一个关键问题.

2.2 第2步:确定DP在所检测到的能量块中的精确位置

通过第 1 步将 DP 的大致位置限定在某个能量块范围内以后,第 2 步操作只需处理此能量块范围内的高速采样数据就可以了.由于 DP 的能量并不一定最强,所以对匹配滤波的输出进行峰值检测并不合理.文献[5]中提出了一种基于近似极大似然估计的 DP 检测算法,但由于该算法需要进行循环相关和单径幅值估计操作,计算量极大,而且还要用到整个接收信号中的能量最强单径;而这里所考察的只是单块范围内的信号采样,其成分中并不一定包含能量最强单径,所以该算法也不适合这里的处理.这里使用一种简单的、运算量较小的方法对匹配滤波输出进行门限检测.

设 $r_j(t)$ 为接收信号 $r(t)$ 中第 j 个脉冲的接收部分,即

$$r_j(t) = p_{mp}(t - jT_f - c_jT_c) + n(t), t \in [(j-1)T_f + c_jT_c, jT_f + c_jT_c] \tag{15}$$

则 $r_j(t)$ 中 DP 所属的能量块范围内的信号部分为

$$r_{DP_j}(t) = r_j(t), t \in [(j-1)T_f + c_jT_c + (n_{DP}-1)T_b, jT_f + c_jT_c + n_{DP}T_b] \tag{16}$$

将多个脉冲对应的 $r_{DP_j}(t)$ 累加平均可以在一定程度上消噪提高处理增益,平均信号为

$$r_{DP-avg}(t) = \frac{1}{N_s} \sum_{j=1}^{N_s} r_{DP-j}(t) = \sum_{i=1}^M a_i p(t - \Delta_i) + n_{N_s}(t) = a_{DP} p(t - \Delta_{DP}) + \sum_{i=2}^M a_i p(t - \Delta_i) + n_{N_s}(t) \tag{17}$$

其中, M 为接收信号落在 DP 所属的能量块范围内的单径数, Δ_i 为第 i 条单径相对于此能量块起始位置的时延, $n_{N_s}(t)$ 为 AWGN $n(t)$ 的 N_s 次平均,方差减小为 σ^2/N_s . $r_{DP-avg}(t)$ 的匹配滤波输出为

$$e(t) = r_{DP-avg}(t) \otimes p(t) \tag{18}$$

设置检测门限 ξ 为

$$\xi = \gamma \max\{|e(t)|\} \tag{19}$$

其中, γ 为门限因子(MF threshold factor).令匹配滤波输出矢量中最先跨越门限 ξ 的点为 DP 的位置,则 DP 相对于 DP 能量块的起始位置的时间偏差估计为

$$\hat{\Delta}_{DP} = \min\{t \mid |e(t)| > \xi\} \tag{20}$$

$\hat{\Delta}_{DP}$ 的精确度取决于门限因子 γ ,最简单的作法是将 γ 设置为固定值.通过仿真,发现 γ 值随信噪比在 0.1~0.9 范围内浮动,但由于信噪比很难估计,根据信噪比信息设置 γ 并不现实,且单纯依据信噪比设置门限并没有考虑到信道的个体特征,只是一种次优先的设置方法.受第 2.1 中介绍的 MMR-TC 算法中的 MMR 概念的启发,这里考虑利用已检测到的 DP 块与值最小的能量块的能量比值 DMR 来设置 γ .这是因为 DP 块中收集了 DP 附近的众多单径的能量,所以 DMR 既反映了一定的信噪比信息,又能体现出一定的信道个体特征,期望最优门限因子 γ_{opt} 与 DMR 之间存在一定关系,即

$$\gamma_{opt} = f[DMR] \tag{21}$$

其中,

$$DMR = 10 \log_{10} \left(\frac{Y_{n_{DP}}}{\min\{Y_n\}} \right) \tag{22}$$

则可以依据这种关系对匹配滤波门限因子进行动态设置.此关系的具体建模将作为另一关键问题,在后面的仿真中加以讨论.

3 各步骤中关键问题的讨论

IEEE 802.15.4a 模型专门用于仿真低速率、低功耗的无线传感器网络信道特性,而 UWB 是其主要的物理层技术备选方案.本节在第 2 节中叙述的基础上,通过 IEEE 802.15.4a 信道下的仿真,对两步法中的各关键问题进行了讨论:首先比较各种非相干 DP 块检测算法在相同条件下的 DP 块检测成功率;继而针对检测成功率最高的 MMR-TC 算法,讨论能量积分周期 T_b 对 DP 块检测成功率的影响;然后以大量的仿真数据为基础,考察第 2 步中最佳匹配滤波门限因子 γ_{opt} 与 DMR 的关系,并为其建立了数学模型.

3.1 第 1 步中各算法的 DP 块检测成功率的比较

图 2 以 $T_b=4\text{ns}$ 为例,分别比较了 CM1 和 CM2 信道下 4 种 DP 块检测算法的成功率.其中,在 CM1 信道下, MES-SB 算法和固定归一化门限的 TC 算法中的 $\theta_{norm}=0.4$, MES-SB 算法中的 $W_{sb}=30\text{ns}$; CM2 信道下的对应设置为 $\theta_{norm}=0.5$, $W_{sb}=40\text{ns}$. 以上这些参数均是按照文献[8]中的讨论方法设置到了最优. MMR-TC 算法中的归一化门限按照式(10)进行动态设置.从图 2 中可以看出,随着信噪比的增加,各种算法的 DP 块检测成功率均逐步上升;而相比之下, MMR-TC 算法几乎在所有信噪比范围内均能取得最高的 DP 块检测成功率.所以,根据第 2.1 节中的讨论,两步 TOA 估计方法的第一步应该选用 MMR-TC 算法.具体而言,在 CM1 信道下,当信噪比增加到约 21dB 时,其 DP 块检测成功率可提升至 70%;在 CM2 信道下,当信噪比大于 24dB 以后,其 DP 块检测成功率即可保持在 70%以上.

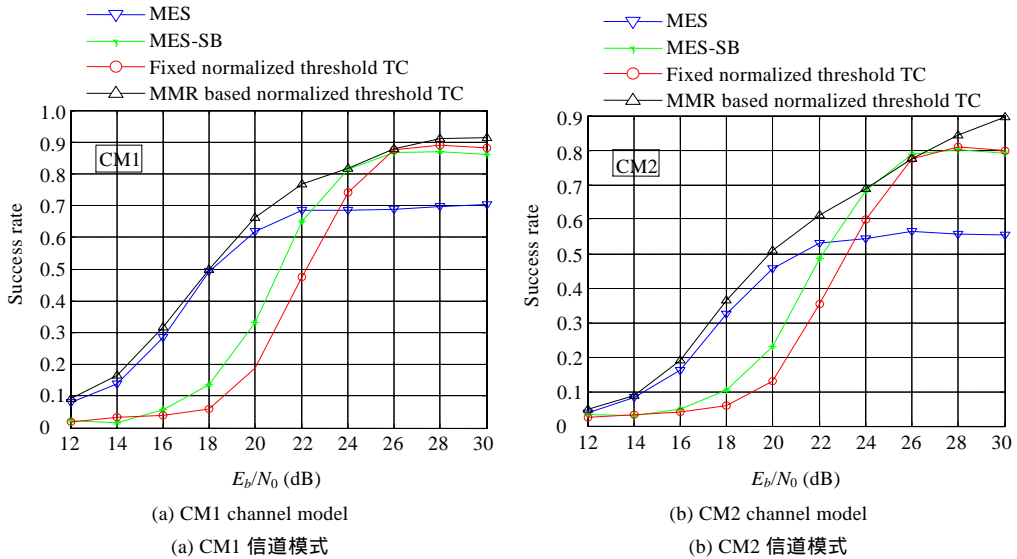


Fig.2 Success rate of DP block detection for some different non-coherent TOA estimation algorithms

图 2 几种不同的非相干 TOA 估计算法的 DP 能量块检测成功率

3.2 能量积分周期 T_b 对 DP 块检测成功率的影响

图 3 给出了不同信噪比情况下,当能量积分周期 T_b 变化时,CM1 和 CM2 信道下 MMR-TC 算法的 DP 块检测成功率的变化情况(其中, $E_b/N_0=\{20,22,24,26,28,30\}$ dB).可以看出,随着 T_b 的增加,各信噪比下 DP 块检测成功率均逐步提升,尽管提升幅度不是很大.也就是说, T_b 取值越大,两步 TOA 估计过程中的第 1 步对 n_{DP} 的估计也就越准确,但考虑到在 T_b 增加的同时,第 2 步中 DP 精确位置的不确定区域越大、匹配滤波所需处理的数据量也将越大, T_b 的取值并非越大越好,需要折衷考虑.对照图 3,后文的仿真中将 T_b 值设置为 10ns.

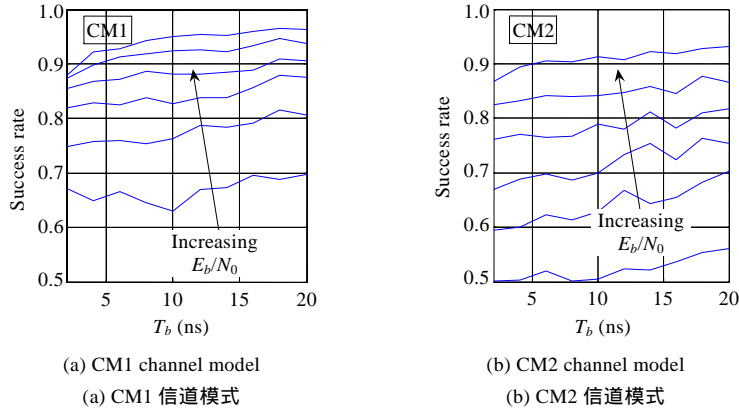


Fig.3 Dependence of the success rate of DP block detection on T_b

图 3 T_b 对 DP 块检测成功率的影响

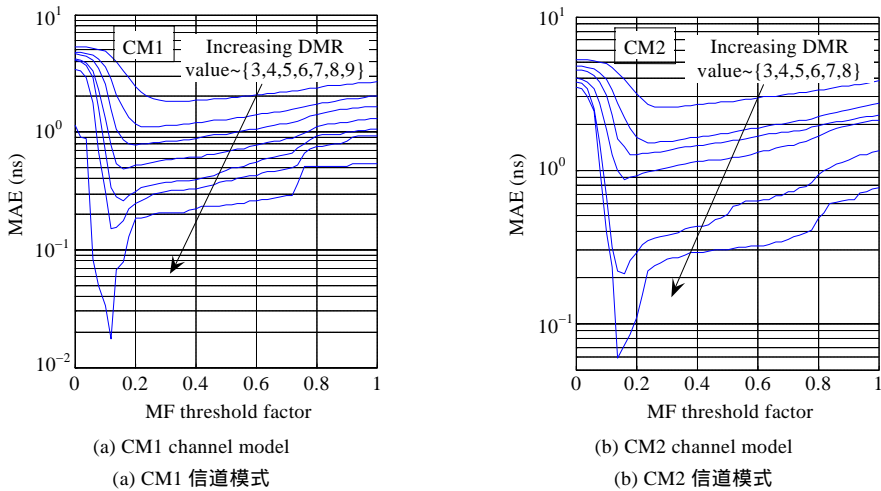


Fig.4 MAE of TOA estimation with respect to MF threshold factor γ for different DMRs

图 4 不同 DMR 下,TOA 估计的 MAE 随匹配滤波门限因子 γ 的变化

3.3 第 2 步中最佳匹配滤波门限因子 γ_{opt} 与 DMR 的关系

在将第 1 步中的能量积分周期 T_b 设置为 10ns 的情况下,图 4 中分别给出了 CM1 和 CM2 下,当 DMR 变化时,第 2 步中的匹配滤波门限因子 γ 取不同值对 TOA 估计的平均绝对误差 MAE(mean absolute error)的影响.可以看到,随着 DMR 的增大,MAE 整体呈减小趋势.绘图所用的数据是在 1 000 个独立的信道下,将 E_b/N_0 值设置为 {12,14,16,18,20,22,24,26,28,30} dB 时仿真获得的,也就是说,共进行了 $1000 \times 10 = 10^4$ 次独立的仿真实验.由于绘图空间有限,图 4 中仅绘出了部分 DMR 值所对应的曲线.在不同的 DMR 取值条件下,使得 TOA 估计的 MAE 最小的 γ 值即为该 DMR 值所对应的最优匹配滤波门限因子.为了便于更直观地考察最优匹配滤波门限因子与 DMR 的关系并拟合建模,图 5 中直接绘出了各信道模式下不同 DMR 值所对应的最优 γ .

从图 5 可以看出,最优匹配滤波门限因子 γ_{opt} 与 DMR 的关系与信道模式无关,即 CM1 和 CM2 两种不同信道模式下,相同 DMR 值所对应的 γ_{opt} 值基本相同,关系曲线的大致走势为随着 DMR 的增大, γ_{opt} 逐渐减小.通过拟合可得到如下关系:

$$\gamma_{opt} = k_1 \cdot DMR^{k_2} + k_3 \tag{23}$$

其中, $k_1=0.9202, k_2=-1.291, k_3=0.07669$.图 5 中的粗线即为拟合曲线,可直观地看到拟合结果是较为精确的.

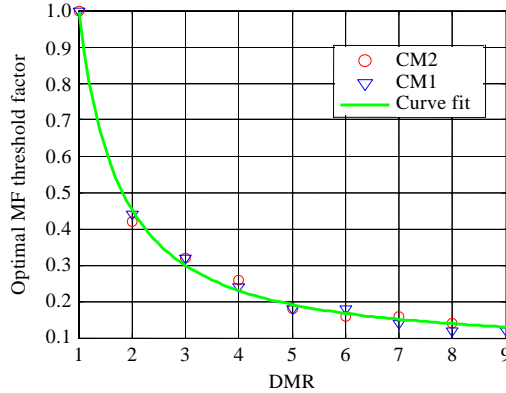


Fig.5 Dependence of the optimal MF threshold factor γ_{opt} on DMR
图 5 最优匹配滤波门限因子 γ_{opt} 与 DMR 之间的关系

4 性能仿真结果

在第 3 节中讨论结果的基础上,最后我们给出两步 TOA 估计方法的性能仿真结果.仿真中使用的测距脉冲持续时间 T_p 为 1ns,带宽为 2.7GHz,系统采样率为 40GHz,帧周期 T_f 为 200ns,跳时序列最大码值 $c_{max}=50$,通过考察 CM1 和 CM2 信道冲激响应的功率延迟剖面图,可以发现 99% 以上的能量都落在 150ns 以内,所以, T_f 足够大就能完全避免帧间干扰.对 CM1 和 CM2 各进行 1 000 次独立信道实现的仿真,各次信道实现所引入的真实 TOA 值均匀分布于 $(0, T_p)$,各符号使用的脉冲数 N_s 设置为 1.

图 6 通过对 CM1 和 CM2 信道模式下几种 TOA 估计方法仿真结果的比较来说明两步 TOA 估计方法的性能.包括:1) 使用单纯的基于能量检测的 MMR-TC 算法进行 TOA 估计,即图中的“MMR-TC”;2) 两步法,第 1 步使用 MMR-TC 检测到 DP 所属的能量块,第 2 步使用固定门限因子的匹配滤波方法确定 DP 的精确位置,其中固定门限因子通过多次尝试设置为 0.5 以使算法有尽量好的性能,对应图上的“MMR-TC and Fixed MF”;3) 两步法,第 1 步同样使用 MMR-TC 检测到 DP 块,第 2 步中通过式(23)基于 DMR 动态设置匹配滤波门限因子,对应图上的“MMR-TC and DMR based MF”.

从图 6 可以看出,将能量检测与匹配滤波相结合的两步 TOA 估计法,比单纯的基于能量检测的非相干 MMR-TC 算法在性能上有较大提升;而从算法原理上来说,两步法比单纯的基于匹配滤波的相干算法在计算量上有极大减小,TOA 估计的速度有极大提升.所以说,两步法在 TOA 估计精度和运算复杂度上取得了折衷.

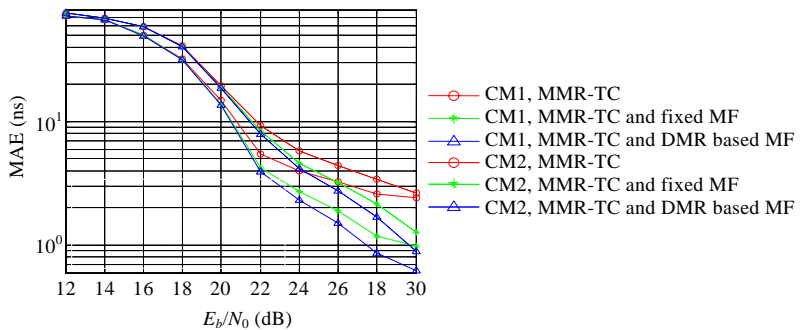


Fig.6 Performance comparison for some different TOA estimation methods
图 6 几种不同的 TOA 估计方法的性能比较

另外,在两步法的第 2 步中,基于 DMR 动态设置匹配滤波门限因子的方法要好于固定匹配滤波门限因子的方法,验证了所建立的 DMR 与最优匹配滤波门限因子之间关系模型的有效性.事实上,DMR 仅反映了有限的 DP 块信噪比信息和当前信道的个体特征,如果采用类似于文献[5]中的算法,充分挖掘信道个体信息,则 TOA 估计精度会有更进一步的提高,但同时也势必会增加算法的复杂度和运算量,需要考虑实际需求而加以折衷.

5 结 论

考虑到传感器网络中节点的低运算能力、低功耗特点,本文为基于 UWB 的无线传感器网络提出了一种结合能量检测与匹配滤波的两步 TOA 估计方法.两步法与单纯的基于匹配滤波的相干 TOA 方法相比,由于处理的数据量极大减小,使得算法复杂度大为下降,TOA 估计速度大为提升;而与单纯的基于能量检测的非相干 TOA 估计方法相比,解决了检测到 DP 所在的能量块以后却无法确定其精确位置的问题,使得 TOA 估计的精度大为提高.文中首先详细描述了两步 TOA 估计法的原理及过程,指出第 1 步中 DP 块检测成功率及第 2 步中匹配滤波门限因子设置的重要性.通过仿真比较了几种不同的非相干 TOA 估计算法的 DP 块检测成功率,确定了 MMR-TC 算法最适用于第 1 步进行 DP 块检测;考察了能量积分周期 T_b 对 DP 块检测成功率的影响,发现随着 T_b 的增加,后者会缓步提升,但考虑到需要尽量减小第 2 步的运算量和 DP 精确位置的不确定性,对 T_b 进行了折衷设置;为第 2 步中最优匹配滤波门限因子与 DMR 的关系建立了数学模型,使得在实际测距中,前者可根据第 1 步检测结果自适应地设置;最后的仿真结果验证了最优匹配滤波门限因子与 DMR 关系模型的正确性,同时证明了两步 TOA 估计方法在运算量比单纯的匹配滤波算法小很多的情况下,能够获得比单纯的基于能量检测的方法更好的 TOA 估计性能.

References:

- [1] Akyildiz IF, Su WL, Sankarasubramaniam Y, Cayirci E. A survey on sensor networks. *IEEE Communications Magazine*, 2002, 40(8):102–114.
- [2] Beutel J. Geolocation in a PicoRadio environments [MS. Thesis]. Berkeley: UC Berkeley, 1999.
- [3] Oppermann I, Stoica L, Rabbachin A, Shelby Z, Haapola J. UWB wireless sensor networks: UWEN—A practical example. *IEEE Communications Magazine*, 2004,42(12):27–32.
- [4] He T, Huang CD, Blum BM, Stankovic JA, Abdelzaher T. Range-Free localization schemes for large scale sensor networks. In: Johnson DB, Joseph AD, Vaidya NH, eds. *Proc. of the 9th Annual Int'l Conf. on Mobile Computing and Networking (MobiCom 2003)*. San Diego, 2003. 81–95. http://www.cs.virginia.edu/~th7c/paper/APIIT_CS-2003-06.pdf
- [5] Lee JY, Scholtz RA. Ranging in a dense multipath environment using an UWB radio link. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2002,20(9):1677–1683.
- [6] Chung WC, Ha DS. An accurate ultra wideband (UWB) ranging for precision asset location. In: *Proc. of the IEEE Conf. on Ultra Wideband Systems and Technologies*. 2003. 389–393. <http://ieeexplore.ieee.org/Xplore/dynhome.jsp>
- [7] Low ZN, Cheong JH, Law CL, Ng WT, Lee YJ. Pulse detection algorithm for line-of-sight (LOS) UWB ranging applications. *Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2005,4:63–67.
- [8] Guvenc I, Sahinoglu Z. Threshold-Based TOA estimation for impulse radio UWB systems. In: *Proc. of the IEEE Int'l Conf. on Ultra-Wideband (ICU 2005)*. Zürich, 2005. 420–425. <http://www.merl.com/reports/docs/TR2005-026.pdf>
- [9] Guvenc I, Sahinoglu Z. Threshold selection for UWB TOA estimation based on kurtosis analysis. *IEEE Communications Letters*, 2005,9(12):1025–1027.
- [10] Guvenc I, Sahinoglu Z. Multiscale energy products for TOA estimation in IR-UWB systems. In: *Proc. of the IEEE Global Telecommunications Conf. (GLOBECOM 2005)*. St. Louis, 2005. 209–213. <http://www.merl.com/reports/docs/TR2005-042.pdf>
- [11] Stoica L, Rabbachin A, Oppermann I. A low-complexity noncoherent IR-UWB transceiver architecture with TOA estimation. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, 2006,54(4):1637–1646.
- [12] Cheong P, Rabbachin A, Montillet JP, Yu K, Oppermann I. Synchronization, TOA and position estimation for low-complexity LDR UWB devices. In: *Proc. of the IEEE Int'l Conf. on Ultra-Wideband (ICU 2005)*. Zürich, 2005. 480–484. <http://ieeexplore.ieee.org/Xplore/dynhome.jsp>
- [13] Gezici S, Sahinoglu Z, Molisch AF, Kobayashi H, Poor HV. A two-step time of arrival estimation algorithm for impulse radio ultra wideband systems. In: *Proc. of the 13th European Signal Processing Conf. (EUSIPCO 2005)*. Antalya, 2005. <http://www.merl.com/reports/docs/TR2005-028.pdf>
- [14] Molisch AF, Balakrishnan K, Cassioli D, Chong CC, Emami S, Fort A, Karedal J, Kunisch J, Schantz H, Schuster U, Siwiak K. IEEE 802.15.4a channel model—Final report. 2004. <http://www.ieee802.org/15/pub/TG4a.html>
- [15] Tian Z, Giannakis GB. A GLRT approach to data-aided timing acquisition in UWB radios-part I: Algorithms. *IEEE Trans. on Wireless Communications*, 2005,4(6):2956–2967.



吴绍华(1980 -),男,湖北宣恩人,博士生,
主要研究领域为无线传感器网络,UWB.



张乃通(1934 -),男,教授,博士生导师,中国工程院院士,主要研究领域为 UWB,无线传感器网络,C4I 通信系统,专用移动通信系统,卫星通信.