

# 适合 WSN 的超宽带两步 TOA 估计算法

陈奎<sup>1</sup>, 徐钊<sup>2</sup>

(1. 徐州工程学院 信电工程学院, 江苏 徐州 221008; 2. 中国矿业大学 信息与电气工程学院, 江苏 徐州 221008)

**摘要:** 结合低速率能量检测与高速率匹配滤波的两步超宽带 TOA 估计算法适合 WSN 定位。通过采样获得低速率能量序列, 找出直达路径(direct path, DP)在序列中的位置, 即 TOA 粗估计。在该能量采样周期内进行相关滤波, 由相关峰确定 DP 位置, 即 TOA 精确估计。能量采样周期、能量块选择门限、相关峰检测门限是 TOA 估计的关键参数, 对它们进行讨论, 并给出一种基于最大最小能量比(MMR)的归一化门限模型。在 IEEE 802. 15. 4a 信道下的仿真结果表明: 算法的运算量低于单一滤波匹配算法, 精度优于基于能量检测的非相干算法, 因此算法适合于低复杂度、低功耗的 WSN 节点。

**关键词:** 到达时间; 能量检测; 匹配滤波; 超宽带; 测距

**中图分类号:** TP92      **文献标志码:** A      **文章编号:** 1001-3695(2010)03-1126-03

doi:10. 3969/j. issn. 1001-3695. 2010. 03. 088

## Two step UWB TOA estimation method for WSN ranging

CHEN Kui<sup>1</sup>, XU Zhao<sup>2</sup>

(1. Dept. of Information & Electrical Engineering, Xuzhou Institute of Technology, Xuzhou Jiangsu 221008, China; 2. School of Information & Electrical Engineering, China University of Mining & Technology, Xuzhou Jiangsu 221008, China)

**Abstract:** Jointing energy detection and match-filter method can speed up the estimation process and perform accurate estimation. In first step, obtained a rough TOA by non-coherent low-rate energy samples. Then, in the second step, estimated a precise TOA of the direct-path (DP) by correlation match-filter within energy sample periods obtained in anterior step. In proposed algorithm, the parameters such as energy sample period and normalized thresholds play important role. So, discussed and modeled their effects based on maximum-to-minimum energy ratio and noise statistics. Simulation results in IEEE 802. 15. 4a channel demonstrate that the proposed method outperforms the non-coherent energy-detection method, and decreases the computation-quantity comparing to match-filter. So, the proposed method is more appreciate to WSN node.

**Key words:** TOA; match-filter(MF); energy-detection(ED); UWB(ultra wide band); ranging

近年来,无线传感器网络(wireless sensor networks, WSN)的应用日益广泛,大部分的 WSN 应用需要节点具有自身定位功能。超宽带(UWB)技术具有功耗低、抗多径、复杂度低、能提供精确定位等优点,特别适合于 WSN 节点定位<sup>[1]</sup>。理论上,UWB 测距可达厘米级的测距精度。无线定位可以基于测距(range-based)也可以不基于测距(range-free)<sup>[2]</sup>,基于测距的定位精度优于基于非测距的方法。测距可以基于接收信号的到达时间 TOA、基于到达角度 AOA 和基于接收信号强度 RSS。UWB 利用纳秒级的非正弦波窄脉冲传输数据,具有很大的带宽和很高的时间分辨率,因此,基于 TOA/TDOA 的测距技术非常适合于以 UWB 为技术基础的 WSN 的定位。

基于 UWB 的 TOA 估计算法在很多文献中有较为充分的研究,有采用高采样率、高精度匹配滤波器(MF)的基于相关检测的 TOA 估计法<sup>[3-6]</sup>,有采用低采样速率、低复杂度的基于非相关能量检测(ED)的 TOA 估计法<sup>[3-6]</sup>。这些 TOA 估计算法通过估计直达路径(DP)的到达时间获得信号从发端到收端的传播时间。非相干能量检测 TOA 估计算法由于采样率较低、数据量低,具有收敛速度快、硬件资源占用率低等优点。但较低的采样速率导致时间分辨率较低,无法精确估计 DP 在能量

采样周期内的位置,降低了 TOA 估计精度。相干匹配滤波 TOA 估计算法采用较高的采样速率,提高了时间分辨率,最大程度地挖掘了 UWB 的精确测距能力,但较高的采样速率增加了数据量,使算法复杂且收敛速度慢,不适合运算能力有限的 WSN 节点。为此,考虑能量检测和匹配滤波两种算法的优点,本文给出一种新颖的适合 WSN 节点的 UWB 定位算法。

### 1 测距信号模型

UWB 系统最普遍采用的脉冲波形是高斯函数的二阶导数<sup>[1]</sup>,其表达式为

$$p(t) = E_0 [1 - 4\pi(t/\Delta t)^2] \exp[-2\pi(t/\Delta t)^2] \quad (1)$$

其中: $E_0$  是  $t = t_0$  时刻脉冲的峰值幅度, $\Delta t$  是脉冲宽度调整因子。IEEE 802. 15. 4a 信道模型<sup>[7]</sup>是根据室内多径传播 S-V 模型改编并经过大量实测数据统计归纳得出的,分为 CM1 ~ CM6 六种情况。该信道模型将来自同一个脉冲的多径分量以簇的形式到达接收机,簇的到达时间服从速率为  $\Lambda$  的泊松分布,簇内各路径的到达时间服从速率为  $\lambda$  的泊松分布。其信道冲激响应为

$$h_i(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} \alpha_{k,l}^i \exp(j\phi_{k,l}^i) \delta(t - T_l^i - \tau_{k,l}^i) \quad (2)$$

收稿日期: 2009-02-18; 修回日期: 2009-09-17

作者简介: 陈奎(1971-),男,博士,主要研究方向为无线网络和宽带通信技术(kuirs@126. con); 徐钊(1955-),男,教授,博导,博士,主要研究方向为光纤通信和多媒体监控网络。

其中: $i$ 为第*i*次信道的随机实现; $\alpha_{k,i}^i$ 为第*k*簇第*k*个多径分量的复增益,它是统计独立、服从瑞利分布的随机变量; $\phi_{k,i}^i$ 为相位,统计独立且服从 $[0 \sim 2\pi)$ 均匀分布; $T_i^k$ 是第*k*簇多径的到达时间; $\tau_{k,i}^i$ 是第*k*簇第*k*个多径分量的到达时间,它是相对第*k*簇到达时间 $T_i^k$ 而言的。UWB测距接收端收到的信号为

$$r(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} d_j p_r(t - jT_f - c_j T_c) + n(t) \quad (3)$$

其中: $j$ 、 $T_f$ 是帧序号和帧周期; $T_c$ 是码片周期,码片占位数为 $N_c = T_f/T_c$ ;  $n(t)$ 是零均值、方差为 $\sigma^2$ 、功率谱密度为 $N_0/2$ 的高斯白噪声,因为只考虑测距,不需要考虑调制的问题; $c_j \in \{0, 1, \dots, N_c\}$ 是跳时序列,不同的节点有不同的跳时序列; $p_r(t)$ 是单个超宽带脉冲经过多径信道后的接收信号,即

$$p_r(t) = \sqrt{E_b/N_s} \sum_{i=1}^L \alpha_i p(t - \tau_i) \quad (4)$$

其中: $p(t)$ 是式(1)定义的脉冲波形, $\alpha_i$ 、 $\tau_i$ 分别是各单径的增益和时延。DP是最早到达的路径,其时延 $\tau_{dp}$ 就是TOA。最强路径(strongest-path, SP)是增益最大、能量最大的路径。为了讨论方便并不失一般性,令式(3)中 $d_j \equiv 1$ ,并假设接收信号已取得了帧同步,且 $\tau_{TOA} < T_f$ ,即没有帧间干扰。

## 2 测距方法

### 2.1 测距过程

TOA估计过程如图1所示。首先从低速率能量采样序列中估计出DP所在能量块的序号 $\hat{n}_{DP}$ ,获得TOA粗估计,能量采样在一个合理的较低的采样速率上,通常比码片速率低几百倍<sup>[1,6]</sup>;然后在DP所属能量块的范围内,通过匹配滤波得到DP在块中的精确位置 $\hat{\Delta}_{DP}$ ,它是DP相对于能量块起始位置的时延。TOA估计的最终结果为

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

其中: $\hat{n}_{DP} \in [1, T_f/T_b]$ 是DP所在能量块的序号; $T_c$ 是码片周期; $T_b$ 是能量采样周期且 $T_b = T_c B$ ,即 $T_b$ 包含*B*个码片; $\hat{\Delta}_{DP} \in [1, B]$ 是能量采样周期中DP所在码片的序号。

### 2.2 能量采样

在采样周期 $T_b$ 内,接收信号通过平方器后再积分累加,得到能量采样序列:

$$Y_{n,j} = \int_{(j-1)T_f}^{jT_f + nT_b} |r(t)|^2 dt \quad (6)$$

其中: $n = 1, 2, \dots, N_b$ 是采样序号, $j$ 是帧序号。一帧内的能量采样点数或能量块个数为 $N_b = \lceil T_f/T_b \rceil$ 。为了使处理结果更具统计稳定性,可以将多帧的能量采样进行平均:

$$Y_n = (1/N_s) \sum_{j=1}^{N_s} Y_{n,j} \quad (7)$$

### 2.3 能量检测方法

正确地能量采集序列中检测出DP所在的能量块是TOA估计准确性的关键。非相关能量检测方法主要有<sup>[3-5]</sup>:

a) 最大能量选择(maximum energy selection, MES)算法。该算法简单地选取具有最大值的能量块作为DP所在区间,即

$$\hat{n}_{DP} = \arg \max_{0 \leq i \leq N_b - 1} Y_i \quad (8)$$

因为多径的影响,DP并不一定处于最大能量的能量块中,如图2所示,所以MES算法在复杂信道环境下容易错检。

b) 固定归一化门限(fixed normalized-threshold, FTC)算法。在能量块序列中第一个超出门限 $\xi$ 的能量块为DP所在

能量块,即

$$\hat{n}_{DP} = \min \{i | Y_i > \xi\} \quad (9)$$

其中门限 $\xi$ 通过式(10)中的归一化门限 $\xi_{norm}$ 给出:

$$\xi_{norm} = (\xi - \min \{Y_i\}) / (\max \{Y_i\} - \min \{Y_i\}) \quad (10)$$

其中: $\xi_{norm}$ 在不同的信噪比下会有不同的值<sup>[4]</sup>,通过仿真选取具有最小均方误差(MSE)的 $\xi_{opt}$ 值。但是信噪比估计往往比较困难,实际操作中该方法不适用<sup>[4]</sup>。

c) 最大最小能量比(maximum to minimum energy ratio, MMR)归一化门限算法(MMR based normalized threshold-crossing, MMR-TC)。根据能量采样序列的MMR动态设置式(10)中的归一化门限 $\xi_{norm}$ 。MMR体现了信道的信噪比信息、反映了信道的个体特征,且很容易从能量采样序列中获得,即

$$MMR = 10 \log_{10} (\max \{Y_i\} / \min \{Y_i\}) \quad (11)$$

针对不同信道环境和系统参数进行仿真,建立基于MMR的最优化门限的数学模型<sup>[5]</sup>:

$$\xi_{opt} = A \times e^{B(MMR+C)} + D \quad (12)$$

其中:参数*A*、*B*、*C*和*D*与具体信道环境和系统参数有关。文献[5]给出了部分情况下的仿真值。

### 2.4 相关滤波检测

超宽带时延估计常用的方法是匹配滤波相关函数法<sup>[2,6,8]</sup>。本文只处理DP能量块内的采样数据,将能量块内的采样数据与本地脉冲模板相关,然后在各相关峰中甄选DP对应的峰值,该峰值的时间就是信号的TOA。文献[3]中提出了一种基于近似极大似然估计的DP检测算法,由于该算法需要进行循环相关和单径幅值估计,计算量极大且需要最强路径SP信息。由于本文选取的能量块区间并不一定包含最强路径SP,该算法在这里不适合。为此提出一种简单的、运算量较小的方法对匹配滤波的峰值进行门限检测。

按照式(3),设 $r_j(t)$ 是 $r(t)$ 的第*j*个脉冲部分:

$$\begin{aligned} r_j(t) &= p(t - jT_f - c_j T_c) + n(t) \\ t &\in [(j-1)T_f + c_j T_c, jT_f + c_j T_c] \end{aligned} \quad (13)$$

$r_j(t)$ 中DP能量块范围内的接收信号为

$$r_{DP,j}(t) = r_j(t) \quad (14)$$

其中: $t \in [(j-1)T_f + c_j T_c + (n_{DP} - 1)T_b, jT_f + c_j T_c + n_{DP}T_b]$ 。将多个帧中相应的 $r_{DP,j}(t)$ 累加并平均,可在一定程度上减少噪声的影响,提高处理增益,即

$$\begin{aligned} r_{DP,a} &= (1/N_s) r_{DP,j}(t) = \sum_{i=1}^M \alpha_i p(t - \tau_i) + n_{N_s}(t) = \\ &\alpha_{DP} p(t - \tau_{DP}) + \sum_{i=2}^M \alpha_i p(t - \tau_i) + n_{N_s}(t) \end{aligned} \quad (15)$$

其中: $N_s$ 是帧的个数; $M$ 为落在DP能量块中的单径数量; $\tau_i$ 为对应单径相对于能量块起点的时延; $n_{N_s}(t)$ 是高斯噪声的平均。 $r_{DP,a}$ 与本地模板 $p(t)$ 相关匹配后输出:

$$z(t) = r_{DP,a}(t) \otimes p(t) \quad (16)$$

令 $\lambda$ 为门限因子(threshold factor),由式(17)计算相应的检测门限 $\xi$ ,有

$$\xi = \lambda \max \{|z(t)|\} \quad (17)$$

首先跨越检测门限 $\xi$ 的相关峰对应的时间就是DP相对于能量块起始时间的时延:

$$\hat{\Delta}_{DP} = \min \{t | |z(t)| > \xi\} \quad (18)$$

从式(18)可看出, $\lambda$ 决定了 $\hat{\Delta}_{DP}$ 精度。若 $\lambda = 1$ 则是最大值法,若取 $\lambda = \text{const}$ 则是固定门限法,这与前面叙述的DP能量块选择使用的方法类似,会有很大的误差。为此本文选用动

态门限,即依据某种评判准则动态地调整门限值,最大限度地使 λ 反映信道状况。

1) 基于峰度(Kurtosis)分析的 门限选择法(Kurtosis based normalized threshold, K-TC) Kurtosis 是描述某变量所有取值分布形态陡缓程度的统计量,可以将其运用于相关峰的门限选取。峰度系数利用样本的高阶统计量,如式(19):

$$K(z[n]) = \varepsilon(z^4[n]) / \varepsilon^2(z^2[n]) \tag{19}$$

其中:ε(·)为数学期望。峰度 K 越大表征信号非正态性越强。SNR 很低的情况下(z[n])呈正态分布,K 接近于零。随着 SNR 的增大 K 也增大。在 CM1 和 CM2 信道模型下,能量积分的周期取 1 和 4 ns,多次运算后建模 K 均值和 E<sub>b</sub>/N<sub>0</sub> 的关系,通过曲线拟合获得检测门限 ξ 的最优解 ξ<sub>opt</sub>与峰度 K 的关系:

$$\xi_{opt} = -0.0821 \log_2 K + 0.781 \tag{20}$$

$$\xi_{opt} = -0.673 e^{-0.75 \log_2 K} + 0.154 e^{-0.02 \log_2 K} \tag{21}$$

2) 最大最小比值归一化门限(MMR normalized coherent peak threshold, MMR-CP) 算法 它利用相关峰中最大和最小的比值 CP\_MMR 来设置式(17)中的 λ。因为 DP 能量块中集中了 DP 附近众多单径的能量,所以 CP\_MMR 可以反映一定的信道状况。构造 CP\_MMR 和最优门限因子 λ<sub>opt</sub>的关系 φ(·): λ<sub>opt</sub> = φ(CP\_MMR) = φ(|10 log<sub>10</sub>[max(|z(i)|)/min(|z(i)|)]|) \tag{22}

在不同的 CP\_MMR 条件下,使 TOA 的 MSE 误差最小的 λ 的值即为该 CP\_MMR 值所对应的最优匹配滤波门限因子 λ<sub>opt</sub>。仿真给出 λ<sub>opt</sub>与 CP\_MMR 的关系:

$$\lambda_{opt} = k_1 \times CP\_MMR^{k_2} + k_3 \tag{23}$$

其中:k<sub>1</sub>=0.9202, k<sub>2</sub>=1.291, k<sub>3</sub>=0.07669。

### 3 仿真结果及讨论

利用 MATLAB 仿真算法时选用 IEEE 802.15.4a 信道模型中的 CM1、CM2 信道。设定 UWB 脉冲宽度 T<sub>p</sub> = 1 ns, 帧周期 T<sub>f</sub> = 200 ns, 每符号脉冲帧数 N<sub>s</sub> = 10, 采样周期 T<sub>s</sub> = 0.05 ns, 实验 1 000 次后平均。从 CM1、CM2 信道的冲激响应的剖面图可以发现,99% 以上的能量落在 150 ns 以内,所以帧周期 T<sub>f</sub> = 200 ns 可避免帧间干扰。仿真引入随机 TOA 均布于(0, T<sub>f</sub>)间。

图 2 为三种能量块检测方法的成功率与信噪比的关系,设定能量积分周期为 T<sub>b</sub> = 10 ns, 固定门限 ξ<sub>norm</sub> = 0.4, 信道为 CM2。各种检测方法的成功率都随着信噪比的增加而提高,其中 MMR 方法的性能最好,几乎在所有的信噪比情况下都优于其他两种方法。对 CM1 信道仿真也有类似的结果,限于篇幅没有给出图形。

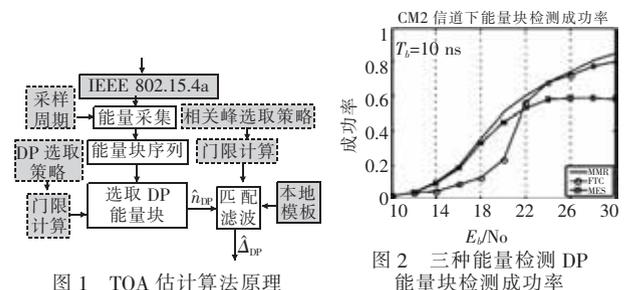


图 1 TOA 估计算法原理

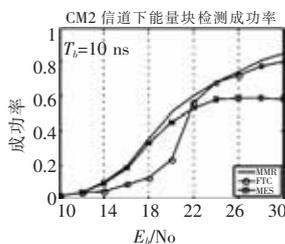


图 2 三种能量检测 DP 能量块检测成功率

图 3 显示了 T<sub>b</sub> = 10 ns 时 CM2 信道下能量检测的仿真过程。从图中可以直观地看出,增加 T<sub>b</sub> 可以使 DP 能量块检测的成功率得以提高,但提高的幅度不大。同时,增加 T<sub>b</sub> 会使第二步的相关检测中 DP 位置的不确定性增加,相关匹配的数据

量增加,因此 T<sub>b</sub> 并不是越大越好,而是需要折中考虑。图中很明显地显示出 DP 路径的幅值小于 SP 路径,DP 路径也不包含在能量最大的能量块中,甚至 SP 路径也不在其中。

图 4 显示 DP 能量块内接收信号和本地脉冲模板信号的相关输出,其中 T<sub>b</sub> = 10 ns。采用三种峰值检测方法查找相关峰位置,即最大值 MES、峰度方法 K-TC 和最大最小比值的 MMR-CP 方法。图中通过各种方法获得的 TOA 估计值与真实的 TOA 之间存在不同程度的误差,误差小于能量采样周期 T<sub>b</sub>。MMR-CP 和 K-TC 方法估计的 TOA 值非常接近,且优于 MES 方法的 TOA 估计。此外,MES 方法的 TOA 估计值的均方误差也大于 MMR-CP 和 K-TC。这也在随后的 TOA 均方误差 MSE 性能中有所体现。

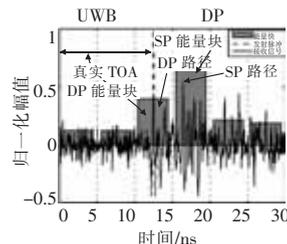


图 3 TOA 测距的能量检测阶段

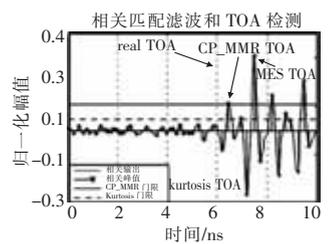


图 4 DP 能量块内的相关检测(T<sub>b</sub>=10 ns)

图 5 给出了 CM1 和 CM2 两种信道模式下的系统 TOA 估计的均方误差 MSE,其中 T<sub>b</sub> = 10 ns、MMR 能量块检测方法。从图中看出,两种考虑信噪比和信道状况的算法 CP\_MMR 和 K-TC 在所有信噪比情况下都明显优于最大值 MES 算法。图中 CM2 信道下各种方法 MSE 性能都比 CM1 信道差,但仍可以达到 5 ns 之内。图 6 给出两种不同能量采样周期 T<sub>b</sub> 情况下的 MSE 性能。图中可以看出,能量采样周期的影响并不明显。

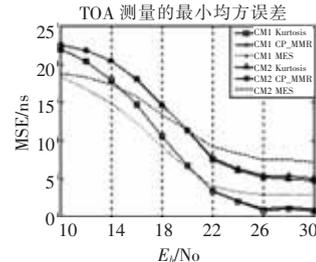


图 5 TOA 估计性能的比较

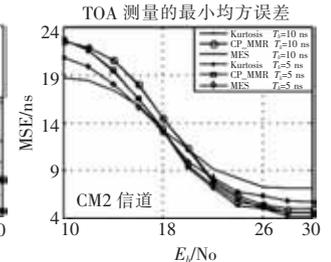


图 6 TOA 估计性能的比较

### 4 结束语

采用 UWB 进行无线定位可以满足未来无线定位的需求。本文为硬件资源受限、计算能力低下、要求低功耗的 WSN 节点设计了一种结合低速能量检测和相干匹配滤波的 TOA 测距/定位算法,降低测距计算量,节省定位功耗、提高定位精度。算法解决了单纯依靠能量检测无法确定 DP 精确位置的问题,提高了 TOA 的估计精度。文中还对算法过程中的关键参数进行讨论并给出了最优门限与 Kurtosis、CP\_MMR 关系的数学模型。仿真证实了算法的可行性和优越性。

#### 参考文献:

[1] OPPERMAN I, HAMALAINEN M, HINATTI J. UWB theory and applications[M]. Chichester: Wiley, 2004: 9-38.  
[2] GEZICI S, TIAN Z, GIANNAKIS G B. Localization via ultra wideband radios: a look at positioning aspects for future sensor networks[J]. IEEE Signal Proc Magazine, 2005, 22(4): 70-84.

AP 的预先转发切换,基于预先信道扫描切换和文中提出的基于预处理的切换在同样的条件下进行仿真。

三种切换模式在两种不同的情况下的丢包率的对照结果如图 5 所示。在 MN 与 CN 建立路径的过程中,基于预先信道扫描切换模式的丢包率最大,如图 5 所示,这是由于预先信道扫描切换在路径建立之前,目的 AP 没有预先存储发往 MN 的数据包,因此路径建立过程中产生的数据包就可能丢失;而后两种切换模式都是提前将发往 MN 的数据包向目的 AP 转发,使得目的 AP 可以在与 MN 建立连接以后,立即将数据包向 MN 转发,因此,两者在这个过程中的丢包率比较小。然而,在整个切换过程中,基于预处理切换模式的丢包率最小,基于 AP 的预先转发切换模式丢包率最大,这是由于后者仅仅较好地解决了 MN 与 CN 建立路径过程中的丢包率,但是由于它的切换延迟比较大;整个过程中的丢包率还是比较大,而前者不但解决了建立路径过程中的丢包率,而且由于其切换延迟也比较小,因此整个过程中的丢包率也比较小。基于预先信道扫描切换模式由于切换延迟要小于基于 AP 预先转发的切换模式的切换延迟,它在整个切换过程中的丢包率也要小于基于 AP 的预先转发模式的丢包率。

基于预先信道扫描和基于预处理的切换模式的切换延迟均较小,基于 AP 的预先转发切换模式的切换延迟最大,如图 6 所示,这是由于前两者都提前进行了信道扫描,进而消除了切换过程中的信道扫描延迟,两者的切换延迟均较小。而基于 AP 预先转发切换模式,由于没有提前进行信道扫描,其切换延迟要远远大于其他两种切换模式。

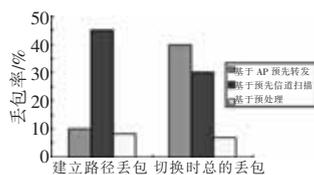


图 5 三种切换模式在两种不同的情况下的丢包率

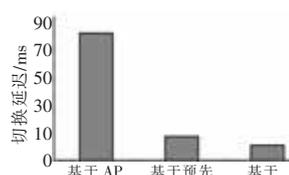


图 6 三种切换模式的切换延迟

### 3 结束语

预转移和预恢复都可以缩短数据包迁移的时间,提高服务切换质量。预转移的效果在于对 MN 的会发生切换的目的 AP 的准确预测程度,而预恢复是利用数据包在进行迁移同步时的空隙,在大多数情况下都可以提高部分服务切换质量。预恢复可以得益于预转移,因为预转移使得预恢复时可以从邻居 AP 获得更多的数据包,所以结合使用预转移和预恢复,可以

充分发挥两种方法的优点。基于预处理的切换模式已经在无线局域网中得到应用,特别是对于移动 VoIP 的切换过程,具有很好的应用价值。本文的后续工作将对 MN 根据接收到的信号强度进行切换时,可能会导致各个 AP 之间的负载出现不平衡,使网络的整体性能下降,造成无线资源浪费的问题进行研究。

### 参考文献:

- [1] MISHRA A, SHIN M, ARBAUGH W. An empirical analysis of the IEEE 802. 11 MAC layer handoff process [J]. ACM SIGCOMM Computer Communications Review (ACM CCR), 2003, 33 (2): 93-102.
- [2] CHA B, SEO S H, CHOI Y M, et al. Mobile-velocity adaptive vertical handoff in integrated WLAN and WiBro networks [C]//Proc of Information and Automation for Sustainability. 2008; 384-389.
- [3] De CLEYN P, WIJNGAERT N van den, CERDÁ L, et al. A smooth handoff scheme using IEEE 802. 11 triggers-design and implementation [J]. Computer Networks, 2004, 45 (3): 345-361.
- [4] 杨仁忠, 侯紫峰. 基于 AP 预先转发的 802. 11 无线局域网切换机制研究 [J]. 计算机研究与发展, 2004, 4 (8): 1376-1381.
- [5] IEEE Std 802. 11r. Part 11: Wireless medium access control (MAC) and physical layer specifications; amendment 8; Fast BSS transition [S]. New York: Institute for Electrical and Electronic Engineers Inc, 2005.
- [6] SHIN M, MISHRA A, ARBAUGH W. Improving the latency of 802. 11 handoffs using neighbor graphs [C]//Proc of the 2nd International Conference on Mobile Systems Applications and Services. New York: IEEE Press, 2004; 70-83.
- [7] RAMANI I, SAVAGE S. SyncScan: practical fast handoff for 802. 11 infrastructure networks [C]//Proc of IEEE INFOCOM 2005. New York: IEEE Press, 2005; 675-684.
- [8] SHIN S, RAWAT A S, SCHULZRINNE H. Reducing MAC layer handoff latency in IEEE 802. 11 wireless LANs [C]//Proc of ACM MobiWac'04. New York: ACM Press, 2004; 19-26.
- [9] MUSTAFA N, MAHMOOD W, AHSAN A, et al. Pre-scanning and dynamic caching for fast handoff at MAC layer in IEEE 802. 11 wireless LANs [C]//Proc of IEEE International Conference on Mobile Ad hoc and Sensor Systems. Washington DC: IEEE Computer Society, 2005; 8-122.
- [10] 李如玮, 鲍长春. VoIP 丢包处理技术的研究进展 [J]. 通信学报, 2007, 28 (6): 103-110.
- [11] CHOI C H, KIM M II, KIM T J, et al. Adaptive bandwidth reservation mechanism using mobility probability in mobile multimedia computing environment [C]//Proc of the 25th Annual IEEE Conference on Local Computer Networks. Washington DC: IEEE Computer Society, 2000; 76-85.

(上接第 1128 页)

- [3] GUVENC I, SAHINOGLU Z. TOA estimation for IR-UWB systems with different transceiver types [J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2007, 1 (3): 100-103.
- [4] GUVENC I, SAHINOGLU Z. Threshold-based TOA estimation for impulse radio UWB systems [C]//Proc of IEEE International Conference on Ultra-Wideband. 2005; 420-425.
- [5] STOICA L, RABBACHIN A, OPPERMANN I, et al. A low-complexity non-coherent IR-UWB transceiver architecture with TOA estimation [J]. IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques, 2006, 54 (4): 1637-1646.

- [6] ALSINDI N, PAHLAVAN K. Indoor cooperative localization bounds for ultra-wideband wireless sensor networks [J]. EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, 2008, 2008: 1-13.
- [7] SIWIAK K, GABIG J. IEEE 802. 15. 4iGa informal call for application response, contribution # 11 [EB/OL]. (2003-07). <http://www.ieee802.org/15/pub/TG4a.html>.
- [8] 王金龙. 无线超宽带 (UWB) 通信原理与应用 [M]. 北京: 人民邮电出版社, 2005.
- [9] YU K, OPPERMANN I. UWB positioning for wireless embedded networks [C]//Proc of IEEE RAWCON. 2004; 459-462.
- [10] SHEN Xue-min. Ultra-wide band wireless communications and networks [M]. Chichester: Wiley, 2006.