

Wi-Fi 设备间节能通信抗频偏数据分组检测

杨帆¹, 梁溪¹, 龙柯宇², 蒋李²

(1. 电子科技大学通信与信息工程学院, 四川 成都 611731; 2. 中国民用航空局第二研究所, 四川 成都 610041)

摘 要: 提出了一种基于 Wi-Fi 接口的数据分组检测算法, 它在 OFDM 符号同步定时度量函数中采用一种新型归一化因子作为分母, 与传统方法相比, 该算法不仅有较高的检测概率, 而且阈值的设置无需预先估计频偏。理论分析和仿真结果表明, 在 AWGN 信道中, 提出的算法使数据分组检测阈值设置更为灵活。此外, 在多径 Rayleigh 衰落信道下, 阈值可以直接根据相应 AWGN 信道的情形进行设置。

关键词: 绿色通信; D2D; OFDM 同步; Wi-Fi; 移动无线网络

中图分类号: TN92

文献标识码: A

Anti-frequency-shift packet detection for D2D power-saving communications over Wi-Fi network

YANG Fan¹, LIANG Xi¹, LONG Ke-yu², JIANG Li²

(1.School of Communication and Information Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China;

2.The Second Research Institute of Civil Aviation Administration of China, Chengdu 610041,China)

Abstract: An efficient packet detection scheme based on Wi-Fi interface was proposed. It was implemented by employing a novel normalized factor as a denominator in OFDM symbol synchronization-timing metric. Compared to the old-tradition schemes, the proposed scheme can not only obtain great detection probability, but also achieve the threshold setting without pre-estimation of frequency offset. Both theoretical analysis and conducted simulation results show that the new scheme facilitates threshold selection for a wide range of signal-to-noise ratio (SNR) in additive white Gaussian noise (AWGN) channel. Besides, the threshold setting in multi-path Rayleigh fading channels can be determined according to the AWGN case straight forwardly.

Key words: green communication, device-to-device, OFDM synchronization, Wi-Fi, mobile wireless network

1 引言

基于 Wi-Fi 的设备间 (D2D, device to device) 通信是指 Wi-Fi 终端设备无需基础设施 (如基站和接入点) 节点的介入而直接通信的一种技术^[1-3]。这些搭载 Wi-Fi 的终端设备采用 802.11 标准进行互联, 实现数据传输或共享应用等任务。D2D 通信按带宽可分为带内 D2D 和带外 D2D, 前者指在授权频谱范围内传输数据, 而后者指采用其他无线通信技术, 在未授权频段进行的通信。带外 D2D 通信由于具有较高的频谱效率、低能耗及时延小的特点,

受到人们的广泛关注^[4-6]。

D2D 通信按控制分为受控和自组织 2 种方式, 受控方式指完全由基站控制 D2D 连接, 而自组织方式指 D2D 设备自主地完成 D2D 连接的建立与维护, 具有突发通信的特点。此外, 现有的设备间通信大多采用自适应传输和反馈重传机制, 而在自组织 D2D 系统传输时, 信号会因路径损失、阴影效应以及多径衰落的影响而发生畸变, 使接收信号的信噪比起伏变化, 导致同步系统数据分组检测的阈值难以确定。

正交频分复用(OFDM, orthogonal frequency di-

收稿日期: 2016-03-26; 修回日期: 2016-08-31

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61301272, No.61675040); 四川省应用基础研究计划基金资助项目 (No.2014JY0037)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China(No.61301272, No.61675040), The Applied Basic Research Foundation of Science and Technology Department of Sichuan Province(No.2014JY0037)

vision multiplexing)是基于 Wi-Fi 无线传输协议的核心技术之一。实现 OFDM 可靠接收需要建立在高效的数据分组检测基础上。数据分组检测算法的优劣可以用漏检概率(MDP, missed detection probability)和误检概率(FAP, false alarm probability)来表征。MDP 与 FAP 是阈值的函数,当阈值设置过大时,会造成信号 MDP 增大,增加分组丢失率;而阈值设置过小则使 FAP 增大,导致将超过阈值的噪声信号当作有效信号来处理,造成接收机功率的浪费。在 D2D 突发通信中,接收端通过前导序列对突发信号进行检测,突发数据传输中的同步与相应的连续通信中的同步相比,对精确度和实时性有更高的要求。针对不同信道质量,可以用信噪比(SNR)来衡量,为实现高效同步,需要有较大的阈值设置范围,即对于某一给定的通信指标(如给定的 FAP 和 MDP),应使 FAP 和 MDP 对应的阈值间隔尽可能得大。

对于符号同步技术以及数据分组检测,早在 1997 年, Schmidl 和 Cox 就提出了一种经典的 OFDM 时频联合同步算法,简称 SC 算法^[7]。类似于 SC 算法,文献[8, 9]利用多块重复训练序列的自相关性,使基于 OFDM 的数据分组检测在独立 Rayleigh 多径衰落信道下同步性能良好。近年来,文献[10]进一步探讨了数据分组检测的阈值设置问题,并得到了定时度量的 2 个归一化因子,产生了差值的幅度(MoD, magnitude-of-difference)和幅度

的差值(DoM, difference-of-magnitude)算法。MoD 算法具有优异的检测性能,但与载波频偏(CFO, carrier frequency offset)相关,当 CFO 为零时, MoD 算法性能最优。而 DoM 算法独立于 CFO,但其检测性能与前者相比,性能欠佳, DoM 算法仅略优于 SC 算法。

针对以上问题,本文着眼于自组织 D2D 通信突发传输系统,研究基于 Wi-Fi 的数据分组检测问题,实现良好的节能通信。首先,文章介绍自相关特性的定时度量,基于自相关的 OFDM 短训练符号可用做同步和阈值的检测。接着,根据定时度量函数中的分子对同步头相邻的 2 个子块进行自相关的结果,提出一种新型的归一化因子作为定时度量函数的分母,它利用了传统的能量归一化因子与分子的自相关结果进行差分处理。该方法的优点在于可抑制较大的频偏,且独立于 CFO。此外,在同步性能方面可以逼近最优 MoD 算法,并使在信道 SNR 波动较大时仍能够实现稳定高效的数据分组检测,从而尽可能避免不必要的后处理和反馈重传。

2 系统模型

不失一般性,本文考虑任意 2 个 D2D 无线通信节点,并称这一对节点为 D2D 簇,如图 1 所示。在 D2D 无线通信传输中,会经历不同程度的干扰和失真,包括路径损失、阴影效应、多径衰落和带外散射。因建筑物的阻挡和距离的变化,信道质量

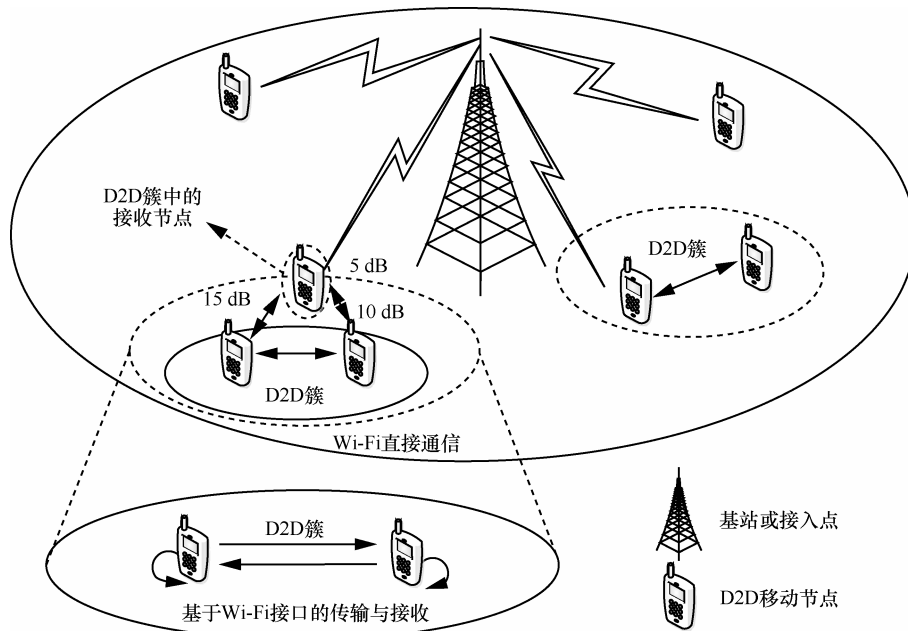


图 1 含 D2D 簇的移动网络模型和信号传输

会随之变化, 导致接收端 SNR 的波动较大, 如图 1 中 5~15 dB 的波动, 本文的目的是实现在 SNR 大范围波动的条件下, 仍然能够灵活地设置阈值, 并实现较为稳定和高效的数据分组检测。

首先考虑搭载 Wi-Fi 模块的 D2D 发送节点, 采用如图 2 所示的 OFDM 同步头^[11]。在该突发模式传输下, 数据帧由同步头、信令和數據流组成, 最开始为同步头, 用于数据分组检测以及符号同步等操作, 同步头之后是信令和數據流。

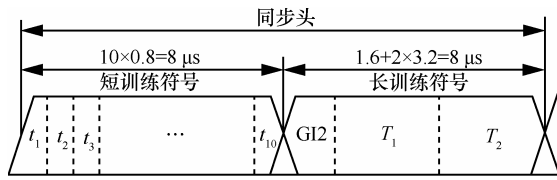


图 2 文献[11]中所采用的同步头结构

如图 2 所示, 同步头可分为 2 个 OFDM 符号。第一个 OFDM 符号为短训练符号, 它的每一个子块包括 16 个样点, 持续 0.8 μs。第二个 OFDM 符号包含 2 个长训练符号和 1 个保护间隔 (GI, guard interval)。每个长训练符号包括 64 个样点, 持续 3.2 μs, 而保护间隔的样点数为 32。信令域和數據域采用 64 点快速傅里叶反变换 (IFFT, inverse fast Fourier transform), 且每个 OFDM 符号的信令或數據域之前都有长度为 K 的循环前缀或保护间隔。由于短训练符号主要用于进行数据分组检测, 也是本文重点考虑的对象, 为便于后续讨论, 采用训练符号替代短训练符号, 特此说明。

对于 D2D 簇中的接收节点, 在 n 时刻的接收信号的样值可表示为

$$r(n) = y(n - \theta) e^{j2\pi\varepsilon n} + w(n), \quad 0 \leq n \leq N - 1 \quad (1)$$

其中, $j = \sqrt{-1}$, θ 是测量样本中的整数符号定时偏移 (STO, symbol timing offset), ε 是未知的采用系统带宽归一化的 CFO, $w(n)$ 是复加性高斯白噪声 (AWGN, additive white Gaussian noise), 其均值为 0, 方差为 σ_w^2 , $y(n)$ 可进一步表示为

$$y(n) = \sum_{l=0}^{\tau_m - 1} h(l) x(n - l) \quad (2)$$

其中, $x(n)$ 表示发送信号样值, $h(l)$ 表示第 l 条路径的信道脉冲响应, τ_m 表示多径信道采样点的最大延迟。

假设接收到的训练符号和其他 OFDM 数据符号都是相互独立的, 且服从均值为 0, 方差为 σ_s^2 的

高斯分布。由文献[7, 8, 10, 12]可知, 基于自相关特性的定时度量可统一表示为

$$\Gamma^{\Xi}(d) = \frac{|\Upsilon(d)|}{\Lambda^{\Xi}(d)} \quad (3)$$

其中, d 表示在自相关窗 $[d - 2K + 1, d]$ 范围内最后一个样点时刻, 此范围长度为 $2K$, $|\cdot|$ 指对变量的模值运算, $\Lambda^{\Xi}(d)$ 是归一化因子, 它是基于自相关定时度量函数分母的统一记号, 上标 Ξ 表示算法名称代号, 如 SC、Minn、MoD、DoM 或本文后续提出的新型归一化因子 Pro。 $\Upsilon(d)$ 可进一步表示为

$$\Upsilon(d) = \sum_{n=d-K+1}^d r^H(n-K)r(n) \quad (4)$$

其中, $(\cdot)^H$ 表示对变量的复合共轭运算, $\Gamma^{\Xi}(d)$ 中的分子 $|\Upsilon(d)|$ 为自相关部分。

不失一般性, 可用 $d = 0$ 作为帧头和噪声的分界点, 从而可以将时间轴划分为 3 个不同的区域。当 $d_a = (-\infty, -1]$ 时, 表示只存在噪声的区域, 当 $d_p = \{[0, 2K - 2] \cup [JK, (J + 2)K - 1]\}$ 时, 表示含有部分同步头、部分有效数据以及噪声的区域; 当 $d_f = [2K - 1, JK - 1]$ 时, 表示只含有同步头和噪声, 而不包括有效数据的区域。

接下来, 简要介绍文献[7, 8, 10]中的 SC、Minn、MoD 以及 DOM 算法中涉及的归一化因子 Λ^{SC} 、 Λ^{Minn} 、 Λ^{MoD} 和 Λ^{DoM} , 下文用 $\frac{1}{K} \sum_{n=0}^{K-1} z(n)$ 来近似表示期望值 $E[z(n)]$ 。

在文献[7]中, d_f 和 d_a 范围内的归一化因子 Λ^{SC} 可由式(5)给出。

$$\Lambda^{\text{SC}}(d) \triangleq \sum_{n=d-K+1}^d |r(n)|^2 \approx \begin{cases} K(\sigma_s^2 + \sigma_w^2), & d \in d_f \\ K\sigma_w^2, & d \in d_a \end{cases} \quad (5)$$

文献[8]中所提出的算法, 在 d_f 和 d_a 范围内的归一化因子 Λ^{Minn} 可表示为

$$\Lambda^{\text{Minn}}(d) \triangleq \frac{1}{2} \sum_{n=d-K+1}^d |r(n)|^2 \approx \begin{cases} K(\sigma_s^2 + \sigma_w^2), & d \in d_f \\ K\sigma_w^2, & d \in d_a \end{cases} \quad (6)$$

而文献[10]算法中的归一化因子 Λ^{MoD} 和 Λ^{DoM} 分别定义为

$$\Lambda^{\text{MoD}}(d) \triangleq \frac{1}{2} \sum_{n=d-K+1}^d |r(n) - r(n-K)|^2 \approx \begin{cases} K\sigma_s^2 |1 - e^{j2\pi K\varepsilon}| + 2K\sigma_w^2, & d \in d_f \\ 2K\sigma_w^2, & d \in d_a \end{cases} \quad (7)$$

和

$$\Lambda^{\text{DoM}}(d) \triangleq \sum_{n=d-K+1}^d (|r(n) - r(n-K)|)^2 \quad (8)$$

其中, 如果 $d \in d_f$, 则 $\Lambda^{\text{DoM}}(d) \leq 2K\sigma_w^2$, 如果 $d \in d_a$, 则 $\Lambda^{\text{DoM}}(d) \approx K\sigma_w^2(2 - \frac{\pi}{2})$ 。

3 本文提出的归一化因子

本节首先分析 AWGN 信道下定时度量函数的分子 $|\Upsilon(d)|$, 然后推导出新型的归一化因子作为定时度量函数的分母。

在附录中, 分别讨论在 d_a 、 d_p 和 d_f 这 3 个区域内 $|\Upsilon(d)|$ 的理论值。因为瑞利分布是莱斯分布的一种特殊情况, $|\Upsilon(d)|$ 可在定义域上一致看成服从莱斯分布, 其均值可近似为

$$E[|\Upsilon(d)|] \approx \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} L_q \left(-\frac{v^2}{2\sigma^2} \right) \quad (9)$$

其中, $L_q(\cdot)$ 中 $q = \frac{1}{2}$ 在附录中的式(18)已有定义。时域上对应的 2 个参数 v 和 $2\sigma^2$ 总结如下

$$\left\{ \begin{array}{l} 1) v = 0, 2\sigma^2 = K\sigma_w^4, d < 0 \\ 2) v = 0, 2\sigma^2 = (d+1)\sigma_s^2\sigma_w^2 + K\sigma_w^4, 0 \leq d \leq K-2 \\ 3) v = (d-K+2)\sigma_s^2, 2\sigma^2 = (d+2)\sigma_s^2\sigma_w^2 + K\sigma_w^4, \\ \quad K-1 \leq d \leq 2K-2 \\ 4) v = K\sigma_s^2, 2\sigma^2 = 2K\sigma_s^2\sigma_w^2 + K\sigma_w^4, \\ \quad 2K-1 \leq d \leq JK-1 \\ 5) v = [(J+1)K-d-1]\sigma_s^2, \\ \quad 2\sigma^2 = (d-JK+1)\sigma_s^4 + 2K\sigma_s^2\sigma_w^2 + K\sigma_w^4, \\ \quad JK \leq d \leq (J+1)K-1 \\ 6) v = 0, 2\sigma^2 = K\sigma_s^4 + 2K\sigma_s^2\sigma_w^2 + K\sigma_w^4, (J+1)K \leq d \end{array} \right. \quad (10)$$

图 3(a)评估了自相关 $|\Upsilon(d)|$ 的理论分析和仿真性能, 结果是在 $SNR = 10$ dB、 $\varepsilon = 0.01$ 及 $K = 16$ 条件下的 AWGN 信道下进行 1 000 次仿真得到的。除了 [160,319] 时间段范围内的对应长训练符号之外, 其余部分的仿真结果符合理论分析。这主要是因为长训练符号中样本具有一定的相关性, 违背了呈独立特性的假设。相反, 可看到 $|\Upsilon(d)|$ 在 [320, +∞) 时间段内对应的独立数据样点遵循本文假设。

受文献[10]的启发, 收到训练序列时, 定时度量主瓣的锐化可通过对式(3)中的分子和分母部分

做差分处理, 因为两者在同步头到达区域, 数值呈相反的变化趋势。最直接的考虑是通过利用 $\Lambda^{\text{Minn}}(d)$ 和 $|\Upsilon(d)|$ 做减法来设计一个新型的归一化因子, 表示为

$$\Lambda^{\text{Pro}}(d) = \Lambda^{\text{Minn}}(d) - |\Upsilon(d)| \quad (11)$$

相应的定时度量采用的算法称为 Pro 算法。结合式(4)和式(6), 可得到所有 d 取值时, $\Lambda^{\text{Pro}}(d) \geq 0$, 且有

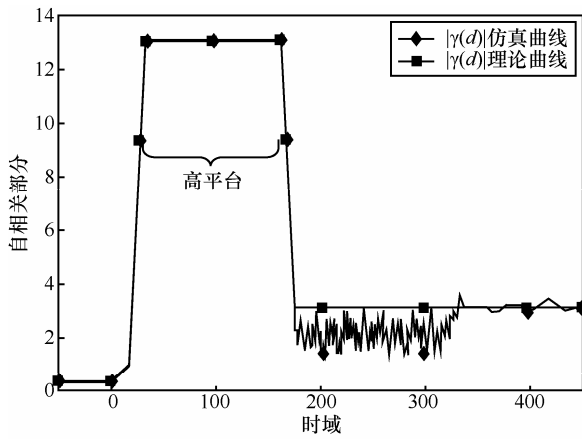
$$\begin{aligned} \Lambda^{\text{Pro}}(d) &= \frac{1}{2} \sum_{n=d-2K+1}^d |r(n)|^2 \\ &= \frac{1}{2} \sum_{n=d-2K+1}^d (|r(n)|^2 + |r(n-K)|^2) \\ &\geq \sum_{n=d-K+1}^d |r^H(n-K)r(n)| \geq |\Upsilon(d)| \end{aligned} \quad (12)$$

从节能 D2D 通信的角度出发, 定时度量函数中的分子和分母部分经过初始化运算之后, 可通过类似自相关滑动窗的方法进行少量迭代运算来降低 $\Lambda^{\text{Minn}}(d)$ 和 $|\Upsilon(d)|$ 的计算量[8]。

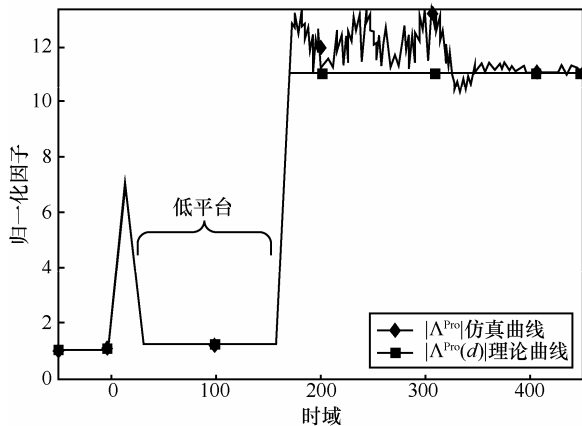
下文通过仿真验证归一化因子 $\Lambda^{\text{Pro}}(d)$ 的理论解析结果。在图 3(b)中看到, 时间段的 [16,159] 区间内, $\Lambda^{\text{Pro}}(d)$ 曲线呈凹槽状, 相应地, 在图 3(a)中 $|\Upsilon(d)|$ 存在一个峰值。这个性质使所提出的算法能够使定时度量函数更加尖锐, 为了更好地选择阈值, 同时还保证在较大 CFO 情况下检测算法的顽健性。在图 3(b)中时间段 [160,319] 对应的不匹配区域是由图 3(a)中 $|\Upsilon(d)|$ 的凹槽引起的。

正如文献[10]所述, $\Gamma^{\Xi}(d_f)$ 和 $\Gamma^{\Xi}(d_a)$ 之间定时度量的差异对数据分组检测性能有显著影响, 已经分别得出归一化因子 Λ^{SC} 、 Λ^{Minn} 、 Λ^{MoD} 、 Λ^{DoM} 、 Λ^{Pro} 以及自相关部分中的解析式。定时度量的定量分析可根据文献[10]中描述的方法进行计算和比较, 具体的分析过程在此不再赘述。

图 4 所示为 $SNR = 10$ dB、 $\varepsilon = 0$ 及 $K = 16$ 时, 在 AWGN 信道下, 自相关部分和 4 种算法中归一化因子进行 1 000 次仿真分别取均值得到的结果。从图中可看到, $\Lambda^{\text{SC}}(d)$ 和 $\Lambda^{\text{Minn}}(d)$ 在 $[K-1, 2K-2]$ 范围内增加, 达到峰值。然而, $\Lambda^{\text{MoD}}(d)$ 、 $\Lambda^{\text{DoM}}(d)$ 和 $\Lambda^{\text{Pro}}(d)$ 在此范围内下降至最小值, 与 $|\Upsilon(d)|$ 相比, 它们在该区域具有相反的变化趋势, 需要特别指出的是此处 $\Lambda^{\text{MoD}}(d)$ 的性能是 CFO 为零的条件下得出的。



(a) 定时度量函数分子部分的理论和仿真曲线



(b) 定时度量函数分母归一化因子的理论和仿真曲线

图 3 定时度量函数分子、分母（归一化因子）各自的理论和蒙特卡洛仿真曲线对比

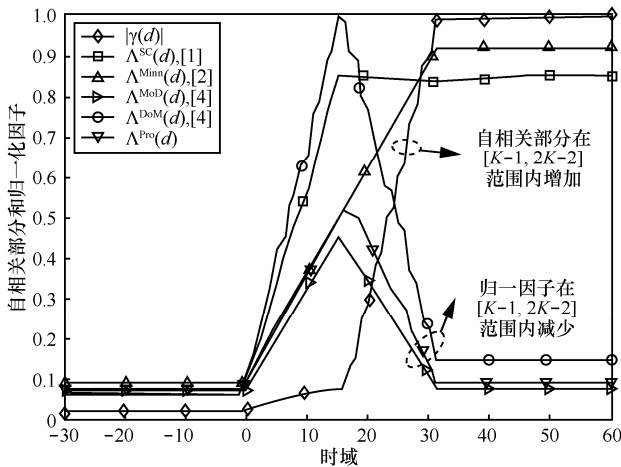


图 4 4 种算法中归一化因子的曲线

4 性能评估

前面提到，数据分组检测算法可由 2 种类型的概率来表征，即 FAP 和 MDP。FAP 是指在没有信号的情况下，噪声的时间度量 $\Gamma(d)$ 大于系统同步误检阈值 η_F 的概率，用 P_F 表示；MDP 是指在信号已

经到达的情况下，同步头时间度量 $\Gamma(d)$ 小于系统漏检阈值 η_M 的概率，用 P_M 表示，即

$$\begin{cases} P_F = Pr\{\Gamma(d) > \eta_F, H_1\} \\ P_M = Pr\{\Gamma(d) < \eta_M, H_2\} \end{cases} \quad (13)$$

这里， H_1 和 H_2 分别对应完全是噪声的区域 ($d \in d_a$) 和完全是同步头出现的区域 ($d \in d_f$)。节能 D2D 通信中阈值设定的目标是为了较方便地设置阈值 η 的值，以同时兼顾误检和漏检概率的要求。因此，阈值 η 的选取需满足 $\eta_F \leq \eta \leq \eta_M$ ，

在给定某一 SNR 的条件下，阈值比率 $\rho = \frac{\eta_M}{\eta_F}$ 的

越大，阈值越容易设置。本文对每一个给定 SNR 值进行了超过 2×10^5 次的模拟，用以实现阈值的设置。由上述可知，在概率误差允许范围内，当 $P_F = P_M$ 时，比率 ρ 的值越大，说明阈值的选择越灵活。此处，定义一个交叉点概率 P_C ，当 $\eta_F = \eta_M$ （或 $\rho = 1$ ）时， $P_C = P_F = P_M$ 。 P_C 对应于阈值 η 可以看作是最优阈值，它保证了 FAP 与 MDP 同时达到最低。

图 5 曲线所描绘的情形是在 AWGN 信道下，当 SNR = 10 dB、 $\varepsilon = 0.01$ 以及 $K = 16$ 时，文中提到的 4 种算法的 FAP 和 MDP 曲线性能。对于 SC 算法，2 个误差概率都可最小化至 $P_C = 10^{-3}$ ，对应于 $\eta \approx 0.75$ 。对于 MoD 和 DoM 算法，从 CFO 和 MoD 因子的关系知道，当 CFO 较大时，MoD 因子性能会显著恶化。此时，MoD 因子与 DoM 因子有着近乎相同的性能。与其他 3 个算法相比，Minn 算法和 Pro 算法有着近似的交叉点概率 P_C 。然而，因 Minn 算法中 FAP 和 MDP 曲线之间的间距较窄，故其阈值的选择较为有限。相反，Pro 算法在 FAP 和 MDP 曲线之间提供了一个较宽的间隙，在设定阈值时能保持两者之间的平衡，更具有灵活性。

需要说明的是，对于以上几种算法，为获得更低的交叉点概率 P_C ，可以通过增加自相关窗的长度，来获得更好的数据分组检测性能，但需要在定时度量函数初始化时增加一定的运算量，在后续迭代处理过程中的运算量几乎不变。如第一种方式：短训练符号包含了 10 个相同的部分，每个部分的长度 K 为 16，对应地，自相关窗的长度为 32。增加相关窗长度的方式：可将短训练符号分为 5 个相同的部分，每个部分的长度为 $2K$ ，其中， $K = 16$ ，则 $2K = 32$ ，对应的自相关窗长度就为 64。进行同

步初始化之后, 通过迭代执行计算, 前后 2 种方式的计算复杂度几乎相同, 所以本文只考虑自相关窗长度为 32 的情况。

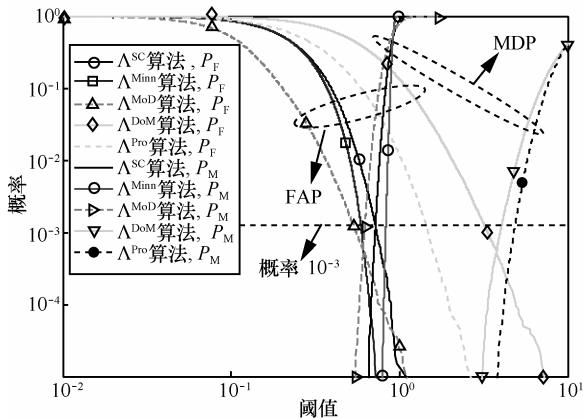


图 5 AWGN 信道下 4 种算法的 FAP 和 MDP 曲线

从定量的角度采用阈值比率 $\rho = \frac{\eta_M}{\eta_F}$ 来衡量各个算法阈值设置的灵活性。考虑 2 种不同的系统检测性能: 1) 当 $P_F = P_M = 10^{-3}$ 时, Minn 算法的 η_F 和 η_M 分别近似等于 0.60 和 0.83, $\rho = 1.38$ 。而 Pro 算法的 η_F 和 η_M 分别近似等于 1.50 和 5.10, 此时, $\rho = 3.4$; 2) 当 $P_F = P_M = 10^{-4}$ 时, Minn 算法的 η_F 和 η_M 分别近似等于 0.65 和 0.80, $\rho = 1.33$, 选择阈值更为有限。而 Pro 算法的 η_F 和 η_M 分别近似等于 1.90 和 4.20, 从而 $\rho = 2.21$, 可见阈值 η 仍然有较大的选择余地。

为获得较精确的阈值设置, 可以通过在 AWGN 信道下进行数值模拟实验, 从而获得 FAP 和 MDP 曲线。然而为了使 FAP 和 MDP 曲线较为平滑, 需要大量的数值模拟, 少量的模拟次数会使曲线出现波动。与 Minn 算法相比, Pro 算法对仿真 FAP 和 MDP 的曲线波动有着更高的容忍度, 这一性质可以更容易地选择出合适的阈值。由此可知, 比率越大, 意味着 FAP 和 MDP 在允许范围内有更好的折衷。

图 6 显示了在 $SNR = 10$ dB 及 $K = 16$ 下, 不同 CFO 值对 MoD 和 Pro 算法中归一化因子的影响。 $\epsilon = 0$ 时, MoD 算法表现出最佳性能。但是, 当 CFO 不可忽略时 (如 $\epsilon = 0.01$), MoD 算法的数据分组检测性能显著下降。正如文献[10]所述, MoD 算法并不适用于 CFO 较大的系统。相反地, 对于 Pro 算法, 在 $\epsilon = 0$ 和 $\epsilon = 0.01$ 这 2 种情况下, MDP

曲线是重合的, 这充分体现了该算法独立于 CFO 的特性。

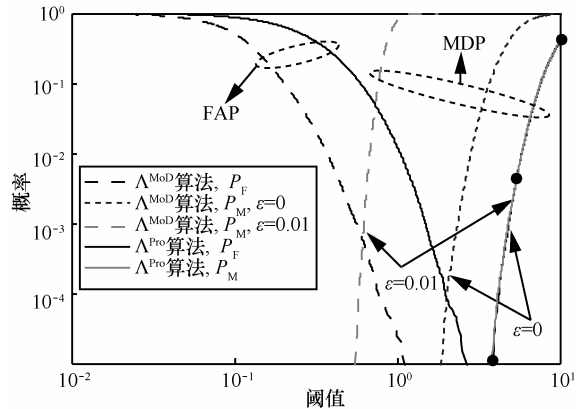


图 6 不同频偏对 MoD 和 Pro 算法检测性能的影响

图 7 表示的是在 AWGN 和多径 Rayleigh 衰落信道下, SNR 处于较大范围内变化时, Pro 算法的数据分组检测性能曲线。每一次实验中, 未知的 CFO 都设置成一个随机变量, 取值为任意实数。其中, 软件仿真使用的信道为 IEEE802.11 含有 10 个抽头的多径信道^[13], 由图 7 可看到在 AWGN 和 CHI 信道下, 不同的 SNR 值 (如 5 dB、10 dB 和 15 dB) 所对应的 MDP 曲线几乎是重叠在一起的, 这是因为对应于图 3(a)中的峰值平台部分不受多径的影响, 在 ISI 区域内的定时度量函数值在多径 Rayleigh 衰落信道下只受到噪声的影响, 其效果类似于 AWGN 信道下的情形。

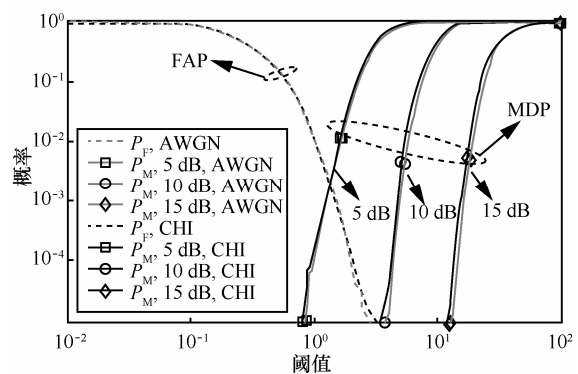


图 7 AWGN 和 Rayleigh 衰落信道下 Pro 算法的 FAP 和 MDP 曲线

5 结束语

本文主要针对 AWGN 信道探讨了一类基于自相关特性的新型归一化因子, 提出了一种基于 Wi-Fi 的 D2D 突发通信数据分组检测算法。提出的

算法独立于系统频偏, 因此它无需预先估计系统的频偏, 且在同步性能方面可以逼近最优 MoD 算法, 阈值的选择范围较大, 易于设置, 能很好地实现 MDP 和 FAP 之间的折衷, 适用于 SNR 动态变化范围较大的系统。此外, 多径 Rayleigh 衰落信道的阈值选择可由 AWGN 的情形中直接得出, 无需再进行大量的数值仿真。

附录 定时度量函数分子 $|Y(d)|$ 的理论值

式(9)和式(10)的推导。

不失一般性, 此处假设 $\theta = 0$, 由式(4), $Y(d)$ 可表示为

$$\begin{aligned} Y(d) &= \sum_{n=d-K+1}^d \{ [y(n)e^{j2\pi\epsilon n} + w(n)] \cdot \\ &\quad [y^H(n-K)e^{-j2\pi\epsilon(n-K)}] + w^H(n-K) \} \\ &= \sum_{n=d-K+1}^d \{ y(n)y^H(n-K)e^{j2\pi\epsilon n} + y(n)e^{j2\pi\epsilon n} w^H(n-K) + \\ &\quad y^H(n-K)e^{-j2\pi\epsilon(n-K)} w(n) + w(n)w^H(n-K) \} \end{aligned} \quad (14)$$

1) 对 $d > 0$, 有 $y(d-K) = 0$ 和 $y(d) = 0$, 则

$$Y(d) = \sum_{n=d-K+1}^d w(n)w^H(n-K) \quad (15)$$

因为 $w(n)$ 和 $w(n-K)$ 是复高斯噪声样本, 且相互独立, 它们相乘构成的式子也服从高斯分布, 期望为 $E[w(n)w^H(n-K)] = 0$, 方差为 $V[w(n)w^H(n-K)] = \sigma_w^4$, 则 $|Y(d)|$ 服从瑞利分布, 其均值可近似为 $\frac{\sigma_w^2 \sqrt{K\pi}}{2}$ 。

2) 对 $0 \leq d \leq K-2$, 有 $y(d-K) = 0$, 而 $y(d) \neq 0$, 则

$$Y(d) = \sum_{n=0}^d y(n)e^{j2\pi\epsilon n} w^H(n-K) + \sum_{n=d-K+1}^d w(n)w^H(n-K) \quad (16)$$

其中, 对于 $Y(d)$, 它的均值为 0, 方差等于 $(d+1)\sigma_s^2\sigma_w^2 + K\sigma_w^4$, 则 $|Y(d)|$ 满足服从瑞利分布的条件, 其均值为 $\frac{\sqrt{\pi[(d+1)\sigma_s^2\sigma_w^2 + K\sigma_w^4]}}{2}$ 。

3) 对 $K-1 \leq d \leq 2K-2$, 有 $y(d-K) \neq 0$ 且 $y(d) \neq 0$ 则

$$\begin{aligned} Y(d) &= \sum_{n=K-1}^d y(n)y^H(n-K)e^{j2\pi\epsilon n} + \\ &\quad \sum_{n=d-K+2}^d y(k)e^{j2\pi\epsilon k} w^H(n-K) + \\ &\quad \sum_{n=d-K+1}^d y^H(n-K)e^{j2\pi\epsilon(n-K)} w(n) + \\ &\quad \sum_{n=d-K+2}^d w(n)w^H(n-K) \end{aligned} \quad (17)$$

其中, 假设 $y(n)$ 和 $y(n-K)$ 相互独立, 并且有相同的方差,

那么, $|Y(d)|$ 的均值为 $(d-K+2)\sigma_s^2$, 它的方差为 $(d+2)\sigma_s^2\sigma_w^2 + K\sigma_w^4$, 从而可知 $|Y(d)|$ 服从莱斯分布, 其均值可近似为 $\sqrt{\frac{\pi}{2}} L_q \frac{-v^2}{2\sigma^2}$ 。这里, 莱斯分布中莱斯因子^[14]的各个参数别为 $q = \frac{1}{2}$ 和 $v = (d-K+2)\sigma_s^2$, 以及 $\sigma^2 = \frac{[(d+2)\sigma_s^2\sigma_w^2 + K\sigma_w^4]}{2}$, $L_q(\cdot)$ 表示拉格朗日多项式^[15], 对 $q = \frac{1}{2}$, 它可表示为

$$L_q(v) = e^{\frac{v}{2}} \left[(1-v)I_0\left(-\frac{v}{2}\right) - xI_1\left(-\frac{v}{2}\right) \right] \quad (18)$$

其中, $I_\alpha(\cdot)$ 是修正的第一类 α 阶贝塞尔函数。

4) 对 $2K-1 \leq d \leq PK-1$, 有 $y(d-K) \neq 0$ 且 $y(d) \neq 0$ 则得到

$$\begin{aligned} Y(d) &= \sum_{n=d-K+1}^d \{ y(n)y^H(n-K)e^{j2\pi\epsilon n} + y(k)e^{j2\pi\epsilon k} w^H(n-k) + \\ &\quad y^H(n-K)e^{-j2\pi\epsilon(n-K)} w(n) + w(n)w^H(n-K) \} \end{aligned} \quad (19)$$

其中, $|Y(d)|$ 服从莱斯分布, 其均值可近似为 $\sqrt{\frac{\pi}{2}} L_q \frac{-v^2}{2\sigma^2}$ 。

这里, $q = \frac{1}{2}$, $v = K\sigma_s^2$ 且 $\sigma^2 = \frac{2K\sigma_s^2\sigma_w^2 + K\sigma_w^4}{2}$ 。

5) 对 $PK \leq d \leq (J+1)K-1$, 有 $y(d-K) \neq 0$ 且 $y(d) \neq 0$ 。 $Y(d)$ 与式(19)有相同的形式, $|Y(d)|$ 服从莱斯分布, 其均值可近似为 $\sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} L_q \frac{-v^2}{2\sigma^2}$ 。其中, $q = \frac{1}{2}$, $v = [(J+1)K - d - 1]\sigma_s^2$, $\sigma^2 = \frac{(d-PK+1)\sigma_s^4 + 2K\sigma_s^2\sigma_w^2 + K\sigma_w^4}{2}$ 。

6) 对于其余的 d 值, 即 $(J+1)K \leq d$, 有 $y(d-K) \neq 0$ 且 $y(d) \neq 0$, $Y(d)$ 有形如式(19)一样的表达式, $|Y(d)|$ 服从莱斯分布, $v = 0$ 且 $\sigma^2 = \frac{K\sigma_s^4 + 2K\sigma_s^2\sigma_w^2 + K\sigma_w^4}{2}$ 。

参考文献:

- [1] CAMPS D M, GARCIA-SAAVEDRA A, SERRANO P. Device-to-device communications with Wi-Fi direct: overview and experimentation[J]. IEEE Wireless, 2013, 20(3): 96-104.
- [2] MACH P, BECVAR Z, VANEK T. In-band device-to-device communication in OFDMA cellular networks: a survey and challenges[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2015, 17(4): 1885-1922.
- [3] ASADI A, WANG Q, MANCUSO V. A survey on device-to-device communication in cellular networks[J]. IEEE Communications Surveys Tutorials, 2014, 16(4): 1801-1818.
- [4] CHUNG Y L, LIN M Y. A power-saving resource allocation algorithm for D2D-assisted cellular networks[C]//The 4th IEEE International Conference on Innovative Computing Technology. 2014.
- [5] 周斌, 胡宏林. 提高蜂窝网络中数据分发效率的 D2D 协作转发算

法[J]. 电子与信息学报,2012, 34(3): 704-709.

ZHOU B,HU H L. Cooperative device-to-device (D2D) forwarding algorithms for improving data dissemination efficiency in cellular networks[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2012, 34(3): 704-709.

- [6] 康小磊, 季新生, 黄开枝. 基于人工噪声辅助的D2D异构蜂窝安全通信方法[J]. 通信学报, 2015, 36(10): 1-7.
KANG X L, JI X S, HUANG K J. Secure D2D underlying cellular communication based on artificial noise assisted[J]. Journal on Communications, 2015, 36(10): 1-7
- [7] SCHMIDL T, COX D. Robust frequency and timing synchronization for OFDM[J]. IEEE Transactions on Communications, 1997, 45(12): 1613-1621.
- [8] MINN H, ZENG M, BHARGAVA V. On timing offset estimation for OFDM systems[J]. IEEE Communications Letters, 2000, 4(7): 242- 244.
- [9] AWOSEYILA A, KASPARIS C, EVANS B. Robust time-domain timing and frequency synchronization for OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics,2009,55(2):391-399.
- [10] ZHANG J, HUANG X. Autocorrelation based coarse timing with differential normalization[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2012, 11(2): 526-530.
- [11] IEEE standard for Information technology-telecommunications and information exchange between systems local and metropolitan area networks-Specific requirements Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications[S]. Std, March 2012.
- [12] MINN H, BHARGAVA V, LETAIEF K. A robust timing and frequency synchronization for OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2003, 2(4): 822-839.
- [13] WANG C L, WANG H C. On joint fine time adjustment and channel estimation for OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2009, 8(10): 4940-4944..
- [14] RICE S O. Mathematical analysis of random noise[J]. Bell System Technical Journal, 1944,23(3): 282-332.
- [15] CHAI C C, TJHUNG T T. Unified laguerre polynomial-series-based distribution of small-scale fading envelopes[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2009, 58(8): 3988-3999.

作者简介:



杨帆 (1982-), 男, 重庆人, 博士, 电子科技大学副教授、硕士生导师, 主要研究方向为无线移动通信、电力线载波通信、5G 关键技术、无人机通信和室内定位。



梁溪 (1992-), 男, 广西贺州人, 电子科技大学硕士生, 主要研究方向为无线移动通信、室内定位。



龙柯宇 (1981-), 男, 四川乐山人, 博士, 中国民用航空局第二研究所工程师, 主要研究方向为信号处理。



蒋李 (1985-), 男, 四川安岳人, 中国民用航空局第二研究所工程师, 主要研究方向为电子与通信工程。