

# 基于采样精度切换的 毫米波无线通信空闲侦听机制研究

孙海洋<sup>1</sup>, 陈 珍<sup>1</sup>, 杨冠男<sup>1</sup>, 高 波<sup>2,3</sup>

(1. 南京大学金陵学院, 江苏南京 210000; 2. 清华大学电子工程系, 北京 100084; 3. 中兴通讯股份有限公司, 江苏南京 210000)

**摘 要:** 针对毫米波无线通信系统, 提出了一种基于采样精度切换的低功耗空闲侦听方案, 使得 CSMA/CA 下空闲侦听功耗与接收机解调所需高耗能模数转换器(ADC)功耗互相独立. 具体而言, 在空闲侦听状态, 接收机使能极低功耗的 1 比特 ADC 和所提的 1 比特采样精度广义似然比包检测器来捕获突发包的到达; 一旦捕获成功, 接收机切换到原高精度 ADC 来解调数据包, 进而保持了解调性能. 该文推导并验证了所提方案中包到达检测器的虚警概率(FAP)和漏检概率(MDP)表达式. 仿真结果表明, 该方案与现有方案相比可显著降低空闲侦听功耗, 并获得优异的检测性能.

**关键词:** 毫米波无线通信; 空闲侦听; 数据包到达检测; 广义似然比; 低功耗

**中图分类号:** TN929.5      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2018)09-2115-08

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>      **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2018.09.011

## Sampling-Precision-Switching-Based Idle Listening Scheme for Millimeter-Wave Wireless Communications

SUN Hai-yang<sup>1</sup>, CHEN Zhen<sup>1</sup>, YANG Guan-nan<sup>1</sup>, GAO Bo<sup>2,3</sup>

(1. Jinling College, Nanjing University, Nanjing, Jiangsu 210000, China;

2. Department of Electronic Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China;

3. Zhongxing Communications Co., Ltd., Nanjing, Jiangsu 210000, China)

**Abstract:** In this paper, a novel energy-efficiency sampling-precision-switching-based idle listening scheme is proposed for millimeter-wave wireless communications to achieve the target that the power consumption of idle listening is irrelevant to that of the energy-consuming analog-to-digital converter (ADC) required by the demodulation of receiver. To be more specific, in the idle listening phase, the receiver enables ultra-low power 1-bit ADC as well as the proposed 1-bit-sampling-precision generalized likelihood ratio test (GLRT) detector to capture the arrival of data packet; once capturing it successfully, the receiver switches to an original high-precision ADC and demodulate this packet, which maintains the demodulation performance. Meanwhile, the false-alarm probability (FAP) and miss-detection probability (MDP) expressions of the packet detector of the proposed scheme are derived and subsequently validated. Simulation results show that the proposed scheme can significantly reduce the power consumption of idle listening and obtains the effective packet-detection performance, compared with the existing schemes.

**Key words:** millimeter-wave wireless communications; idle listening; packet-arrival detection; generalized likelihood ratio test (GLRT); energy-efficiency

## 1 引言

随着容量需求的指数级增加, 工业界和学术界在 5G 移动通讯和下一代 WLAN 技术使用更宽带宽(超过

100MHz) 达成广泛共识<sup>[1]</sup>. 但是, 低频段的频带非常拥塞而且极为紧张, 人们将目光投入到了频谱资源更为丰富的毫米波频段. 毫米波无线通信系统一般采用混合信道接入机制, 包括碰撞规避下的载波侦听多址接

入(CSMA/CA)和时分多址接入(TDMA)<sup>[2]</sup>. 由于更好的支持高服务质量(Quality of Service, QoS)要求的业务, TDMA 接入被用于视频业务; 而 CSMA/CA 接入凭借着其更好的灵活性和低平均延迟的特征, 被用于突发应用如网页浏览和在线聊天等业务<sup>[2,3]</sup>. 如果存在视频应用, 中心节点会在一个信标间隔(BI)内分配独立的时隙给 TDMA 接入和 CSMA/CA 接入; 否则, 所有时隙都会被分配给 CSMA/CA 接入. 在实际情况下, CSMA/CA 接入的周期会远大于 TDMA 的周期<sup>[3]</sup>. 基于 CSMA/CA 接入的 MAC 机制需要在其所分配时隙中执行空闲侦听, 以检测突发数据包的到达<sup>[4,5]</sup>. 这些高耗能 ADC 不得长时间处于工作状态, 因此导致了定向链路发起之初的空闲侦听功耗过大. 过大的空闲侦听功耗甚至可能阻止毫米波无线通信设备广泛应用于极具前景的电池供电手持设备<sup>[6]</sup>.

空闲侦听功耗节省的直观办法就是引入接收机休眠机制. 通过利用 802.11 标准中功率节约模式(PSM), 客户站点(STA)休眠待机直到其周期性唤醒或者尝试发送数据包<sup>[7]</sup>. PSM 模式可有效减少由于网络延迟所导致的空闲侦听时间, 但是却无法减少载波侦听和竞争所导致的空闲侦听时间<sup>[5,8]</sup>. Zhang 和 Shin 提出了一种能量最小化空闲侦听方案(E-MiLi)<sup>[9]</sup>, 在最小化网络性能影响的前提下, 机会性的降低空闲侦听状态内的系统运行时钟频率. 随着运行时钟频率的降低, 系统获得空闲侦听功耗的线性化节省, 但 E-MiLi 算法为了确保网络性能, 原系统时钟频率的四分之一被建议作为低速率系统时钟频率<sup>[9]</sup>. 由此可见, 通过降低系统时钟频率来换取功耗节省的方案有很大的局限性.

由于 ADC 的功耗与其采样精度的位宽成幂指数关系, 提出了基于采样精度切换模式的 1 比特采样精度的空闲侦听方案. 在空闲侦听状态, 接收机使能极低功耗的 1 比特 ADC 和所提的包检测器, 进而节省了原多比特采样精度的 ADC(即,  $M$  比特 ADC)的功耗; 一旦检测到数据包到达, 接收机切换到原  $M$  比特 ADC 来解调数据包, 进而保持了解调性能. 仿真结果表明, 所提方案在确保检测性能的前提下显著降低了空闲侦听功耗.

## 2 基于采样精度切换的空闲侦听方案

在 CSMA/CA 信道接入场景下, 所提的基于采样精度切换的空闲侦听方案是以数据包为单元自适应的调整接收机采样精度. 图 1 描述了基于采样精度切换的空闲侦听方案下的数据包接收流程. 在空闲侦听阶段, 接收机使用极低功耗的 1 比特 ADC 来侦听信道, 并在检测到数据包后切换到原始采样精度的  $M$  比特 ADC. 接收机在正常解调整个数据包后切换回 1 比特 ADC 采样并再次执行空闲侦听.

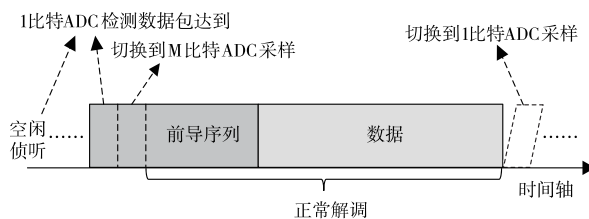


图1 基于采样精度切换的空闲侦听和信号接收的运行流程

为了实现在空闲侦听阶段采样精度的可切换, 采样精度可切换的接收机架构如图 2 所示. 所提接收机是由一个接收射频(RF)电路、一个 1 比特 ADC、一个  $M$  比特 ADC 和一个数字基带组成, 其中 1 比特采样精度 GLRT 检测器仅占数字基带很小的一个部分硬件资源. 在整个接收周期内, 接收 RF 电路一直处于运行模式. 在空闲侦听阶段, 接收机使用 1 比特 ADC 和 1 比特采样精度 GLRT 检测器来检测突发数据包的到达. 此时, 除了 1 比特采样精度 GLRT 检测器以外的数字基带单元和  $M$  比特 ADC 将被关闭以节约电能. 当检测到数据包到达时,  $M$  比特 ADC 被使能, 并且接收机快速切换到  $M$  比特 ADC. 此时, 1 比特 ADC 和 1 比特采样精度 GLRT 检测器被关闭以节省电能. 数字基带的其他单元将被使能来解调数据包.

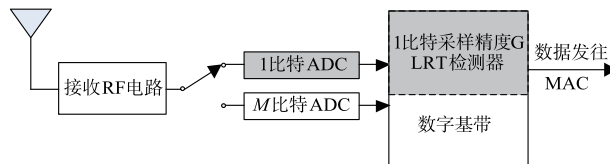


图2 采样精度可切换的接收机架构

需要说明的是, 因为  $M$  比特 ADC 在数据包解调之前需要正常运行, 1 比特和  $M$  比特 ADC 的切换时间等价于使能(唤醒)  $M$  比特 ADC 所需时间. 通用 multi-Gsps ADC 器件中, 从休眠模式中的唤醒时间为数百纳秒<sup>[8]</sup>. 例如, TI 公司 12 比特采样精度 3.6Gsps 采样率的 ADC12D1800RF 芯片的唤醒时间为 500ns<sup>[10]</sup>. 如果 ADC 针对毫米波系统定制并和数字基带集成到单芯片中(注: 出于低功耗和小型化目的, 毫米波系统大都会将 multi-Gsps ADC 和数字基带集成到一个片上系统, 唤醒时间通过去除一些冗余的功能电路(如 LVDS 输出)的方法而被大大缩短). 在这种情况下, 唤醒时间可以控制在 100ns 以内<sup>[6,10]</sup>. 802.11ad 前导的单个符号持续周期为 0.57 ns, 即使唤醒时间为最恶劣 100ns, ADC 切换也仅占用 175 个前导符号<sup>[5]</sup>. 802.11ad 控制 PHY 包前导序列长度为 5120 个符号<sup>[5]</sup>, 所以 ADC 切换仅占用了很少一部分前导资源, 几乎不会对数据包解调造成影响. 当然, 为了保持接收机性能不受到损失, 可构建额外冗余前导序列来弥补 ADC 切换花销.

### 3 1 比特采样精度 GLRT 检测算法

在超高频点、更短波长下,毫米波无线通信系统有着比 2-GHz/5-GHz 系统更高自由空间损耗和反射损耗<sup>[11,12]</sup>. 为了实现每秒数吉比特的吞吐率,毫米波无线通信系统最主要的应用场景是视距 (Line-Of-Sight, LOS) 信道下的数据传输<sup>[3]</sup>. 因此,随后的讨论是在毫米波无线通信 LOS 信道下展开的,而所提方案在无视距 (Non-Line-Of-Sight, NLOS) 信道下包检测性能将在第 5.1 小节通过数值仿真的方法进行评估说明.

不失一般性,前导序列起始段存在辅助序列用于数据包到达检测. 辅助序列的波形表示为:

$$x(t) = \sum_{i=0}^{K-1} \sqrt{E_c} c[i] g(t - iT_c) \quad (1)$$

其中,  $K$  为辅助序列长度,  $E_c$  为符号能量,  $c[i] \in \{-1, +1\}$  为辅助序列的第  $i$  个符号,  $g(t)$  为归一化符号波形,  $T_c$  为符号周期.

$g(t) \otimes g(-t) |_{t=iT_c} = \delta[i]$ , 其中  $\otimes$  代表卷积运算,  $\delta[i]$  为离散时域脉冲信号.

在定向传输发起阶段,收发设备的位置彼此未知. 发起者和接收者都需要使用全向天线来建立基本通信链接. 由于无反射损耗和更近的传输距离, LOS 径 (主径) 的能量会比 NLOS 径 (非主径) 的能量高 10dB 左右<sup>[13]</sup>. 考虑接收信号能量主要来自信道主径,毫米波无线通信系统通常采用对主径信号的检测来实现包到达捕获. 为了简化分析,在随后讨论中采用单径信道模型. 而 1 比特采样精度 GLRT 检测算法在典型的毫米波 LOS 信道下的检测性能也会在第 5.1 节通过数值仿真呈现.

随后,接收信号  $y(t)$  表示为:

$$y(t) = \begin{cases} H_1: \sum_{i=0}^{K-1} e^{j\theta} \sqrt{E_c} c[i] g(t - iT_c) + \eta(t) \\ H_0: \eta(t) \end{cases} \quad (2)$$

其中,  $\theta$  为发送端和接收端的载波相位偏置,  $\eta(t)$  为单边功率谱密度  $N_0$  的复加性高斯白噪声 (Additive White Gaussian Noise, AWGN),  $H_1$  表示有数据包到达的情况,  $H_0$  表示无数据包到达的情况. 从式 (2) 中可以看出,当  $H_1$  时序列波形叠加噪声后被接收,反之当  $H_0$  时仅噪声被接收,即没有数据包到达. 在通过脉冲响应  $\sqrt{1/T_c} g(-t)$  的匹配滤波器和以  $(1/T_c)$  频率采样的 1 比特同相和正交相位 (In-phase and Quadrature, IQ) ADC 后,接收到的离散信号表示为:

$$r_i[i] = \begin{cases} H_1: \text{sgn}(\sqrt{E_c} c[i] \cos\theta + z_i[i]) \\ H_0: \text{sgn}(z_i[i]) \end{cases} \quad (3)$$

和

$$r_q[i] = \begin{cases} H_1: \text{sgn}(\sqrt{E_c} c[i] \sin\theta + z_q[i]) \\ H_0: \text{sgn}(z_q[i]) \end{cases} \quad (4)$$

其中,  $r_i[i]$  为同相位  $I$  路的采样结果,  $r_q[i]$  为正交相位  $Q$  路的采样结果,  $\text{sgn}(x)$  为符号函数,

$$z_i[i] = \Re\{\eta(t)\} \otimes \sqrt{1/T_c} g(-t) |_{t=iT_c},$$

$$z_q[i] = \Im\{\eta(t)\} \otimes \sqrt{1/T_c} g(-t) |_{t=iT_c},$$

$i=0, 1, \dots, K-1$ , “ $\otimes$ ” 表示卷积.  $\Re(x)$  和  $\Im(x)$  分别表示变量  $x$  的实数部和虚数部. 由于  $\eta(t)$  是复 AWGN 噪声,所以变量  $z_i[i]$  和  $z_q[i]$  相互独立,并且都满足均值为 0、方差为  $\sigma^2 = N_0/2$  的正态分布,即  $z_i[i] \sim N(0, \sigma^2)$ ,  $z_q[i] \sim N(0, \sigma^2)$ . 另外,这里定义  $\gamma = E_c/(2\sigma^2)$ , 表示 1 比特采样量化前的接收信号的信噪比 (SNR).

在  $H_1$  和  $c[i] = 1$  时,  $r_i[i]$  和  $r_q[i]$  分别等于 1 的条件概率表示为:

$$\Pr\{r_i[i] = 1 | c[i] = 1, H_1\} = Q(-\sqrt{E_c} \cos\theta/\sigma) \quad (5)$$

$$\Pr\{r_q[i] = 1 | c[i] = 1, H_1\} = Q(-\sqrt{E_c} \sin\theta/\sigma)$$

其中,  $Q(x) = \int_x^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\mu^2/2} d\mu$  是  $Q$  函数. 定义概率  $p_i$

$= Q(-\sqrt{E_c} \cos\theta/\sigma)$  和概率  $p_q = Q(-\sqrt{E_c} \sin\theta/\sigma)$ . 基于  $Q$  函数的对称性,可得:

$$\Pr\{r_i[i] | H_1\} = p_i^{(1+r_i[i]c[i])/2} (1-p_i)^{(1-r_i[i]c[i])/2}$$

$$\Pr\{r_q[i] | H_1\} = p_q^{(1+r_q[i]c[i])/2} (1-p_q)^{(1-r_q[i]c[i])/2} \quad (6)$$

其中,  $r_i[i]$ ,  $r_q[i]$  和  $c[i]$  都属于集合  $\{-1, +1\}$ .  $H_1$  和  $H_0$  条件下,所有采样信号的对数似然函数求解如下:

$$\begin{aligned} \Lambda_{H_1} = & \sum_{i=0}^{K-1} ((1+r_i[i]c[i]) \ln P_i + (1-r_i[i]c[i]) \\ & \cdot \ln(1-P_i) + (1+r_q[i]c[i]) \ln P_q \\ & + (1-r_q[i]c[i]) \ln(1-P_q))/2 \end{aligned} \quad (7)$$

和

$$\Lambda_{H_0} = -2K \ln 2 \quad (8)$$

其中,  $P_i$  和  $P_q$  为滋扰参数. 在  $H_1$  下,  $P_i$  的最大似然估计 (Maximum Likelihood Estimate, MLE)  $\hat{P}_i$  和  $P_q$  的 MLE 估计  $\hat{P}_q$ <sup>[14]</sup>, 分别为:

$$\begin{aligned} \hat{P}_i &= \sum_{i=0}^{K-1} r_i[i] c[i] / (2K) + 1/2 \\ \hat{P}_q &= \sum_{i=0}^{K-1} r_q[i] c[i] / (2K) + 1/2 \end{aligned} \quad (9)$$

因此,可以获得 1 比特采样下的广义似然比检测变量,如下所示:

$$\begin{aligned} V_{GLRT}^{(0)} &= \Lambda_{H_1} |_{P_i=\hat{P}_i, P_q=\hat{P}_q} - \Lambda_{H_0} \\ &= \alpha((1+\Delta_i) \ln(1+\Delta_i) + (1-\Delta_i) \ln(1-\Delta_i) \\ &\quad + (1+\Delta_q) \ln(1+\Delta_q) + (1-\Delta_q) \ln(1-\Delta_q)) \\ &\Leftrightarrow (1+\Delta_i) \ln(1+\Delta_i) + (1-\Delta_i) \ln(1-\Delta_i) \end{aligned}$$

$$+ (1 + \Delta_Q) \ln(1 + \Delta_Q) + (1 - \Delta_Q) \ln(1 - \Delta_Q) \quad (10)$$

其中,  $\alpha = K/2$ ,  $\Delta_I = \sum_{i=0}^{K-1} r_I[i] c[i]/K$ ,  $\Delta_Q = \sum_{i=0}^{K-1} r_Q[i] c[i]/K$ ,  $\Delta_I, \Delta_Q \in [-1, 1]$ , “ $\Leftrightarrow$ ”表示为“等价于”。

但是,式(10)中检测变量  $V_{\text{GLRT}}^0$  需要硬件实现结构复杂的对数  $\ln(\cdot)$  运算. 为了简化式(10),使用泰勒中值定理展开检测变量  $V_{\text{GLRT}}^0$ ,可以得到:

$$V_{\text{GLRT}}^0 = \Delta_I^2 + \Delta_Q^2 + o(\Delta_I^2) + o(\Delta_Q^2) \quad (11)$$

其中,  $o(x)$  表示变量  $x$  的高阶无穷小量,并且:

$$o(\Delta_I^2) = \frac{(1 + 3\xi_I^2)\Delta_I^4}{6(1 + \xi_I)^3(1 - \xi_I)^3}$$

$$o(\Delta_Q^2) = \frac{(1 + 3\xi_Q^2)\Delta_Q^4}{6(1 + \xi_Q)^3(1 - \xi_Q)^3} \quad (12)$$

其中,  $\xi_I$  变化范围为从零到  $\Delta_I$ , 而  $\xi_Q$  变化范围为从零到  $\Delta_Q$ . 因此,检测变量  $V_{\text{GLRT}}^0$  可以用  $V_{\text{GLRT}}$  来近似表示,其中  $V_{\text{GLRT}}$  的定义如下:

$$V_{\text{GLRT}} = \Delta_I^2 + \Delta_Q^2 \quad (13)$$

基于上述的讨论,所提检测算法采用检测变量  $V_{\text{GLRT}}$  来检测已知的辅助序列. 门限判决准则  $\Gamma$  如下: 如果检测变量  $V_{\text{GLRT}}$  大于预设的判决门限  $\Gamma$  时,所提检测器将声明“检测到数据包到达”;否则,所提检测器将继续下一次观察和执行包到达检测.

## 4 性能分析

方案性能特征直接决定了其实际贡献,因此本节将详细分析所提方案的理论性能. 在第 4.1 小节,介绍空闲侦听的功耗组成并分析能量节省. 然后,在第 4.2 小节和第 4.3 小节,依次分析所提检测算法的虚警概率 (FAP) 和漏检概率 (MDP) 的性能.

### 4.1 平均功耗节省

在空闲侦听阶段,接收 RF 电路、multi-Gsps ADC 和包检测器都将处于运行模式. 与接收 RF 电路和 multi-Gsps ADC 相比,包检测器对应的数字基带电路只会在毫米波通信系统中消耗很小的电能. 因此,包检测器对应的能量消耗将会在计算空闲侦听功耗中忽略. 因此,空闲侦听的能量消耗来自于接收 RF 电路和 multi-Gsps ADC.

随着半导体工艺的不断发 展,毫米波无线通信系统的接收 RF 电路已经有了长足的进步. 例如,60-GHz 正交相移键控 (Quadrature Phase Shift Keying, QPSK)/16 正交幅度调制 (Quadrature Amplitude Modulation, QAM) 接收 RF 电路的功耗仅为 172mW<sup>[15]</sup>. 但是, multi-Gsps ADC 仍然面临着高能量消耗的难题. 具体来讲,65nm 或者 45nm 半导体工艺使超高速采样变成可能;然而,在供电电压相应降低的情况下,超高速 ADC 芯片难以

在维持有效比特数 (Effective Number of Bits, ENOB) 下提高其转换效率<sup>[8]</sup>. 对于采样频率  $f_s$  的 ADC,其功率计算为:

$$\rho_{abc} = 2^{\text{ENOB}} C_{abc} f_s \quad (14)$$

其中,  $C_{abc}$  为品质因数 (Figure of Merit, FOM), 用来评价 ADC 的转换效率. 例如,对于 60-GHz QPSK/16QAM 所需的 6 比特 2.64Gsps ADC,品质因数  $C_{abc}$  在 65nm 工艺下典型变化范围是 1.5 到 2.0pJ/conv<sup>[16]</sup>. IQ 两路 ADC 的总功耗将超过 500mW. 因此, multi-Gsps ADC 将是空闲侦听阶段最大的能量消耗源.

相较于传统空闲侦听 (Conventional Idle Listening, CIL) 方案 (即无专门优化的空闲侦听方案),分析基于降低系统时钟频率的 E-MiLi 方案和所提方案的功耗节省. 令  $\rho_{fc}$  表示接收 RF 电路的平均功率,  $M$  表示接收机所需的采样精度或者 ENOB,  $f_s$  表示采样频率. 基于上述分析,包检测器的功耗忽略不计. 根据式(14),CIL 方案的平均功耗为:

$$\rho_{\text{CIL}} = \rho_{fc} + 2^M C_{abc} f_s \quad (15)$$

为了在空闲侦听阶段节省能量, E-MiLi 方案的接收机系统时钟频率降低到  $qf_s$ , 这等价于以系数  $q$  对接收信号执行降采样. E-MiLi 方案的接收机平均功耗表示为:

$$\rho_{\text{E-MiLi}} = \rho_{fc} + 2^M C_{abc} q f_s \quad (16)$$

因此, E-MiLi 方案相对 CIL 方案的平均功耗节省表示为:

$$\Delta \rho_{\text{E-MiLi}} = \rho_{\text{CIL}} - \rho_{\text{E-MiLi}} = 2^M C_{abc} f_s (1 - q) \quad (17)$$

由于所提方案使用 1 比特 ADC 来节约能量消耗, 其的平均功耗可以获得为:

$$\rho_{\text{Proposed}} = \rho_{fc} + 2^1 C_{abc} f_s \quad (18)$$

然后,所提方案对 CIL 方案的功耗节省表示为:

$$\Delta \rho_{\text{Proposed}} = \rho_{\text{CIL}} - \rho_{\text{Proposed}} = (2^M - 2) C_{abc} f_s \quad (19)$$

比较式(17)和(19)可以发现,随着  $q$  的降低, E-MiLi 方案的平均功耗呈线性的减少;但是,随着  $M$  的增加,所提的基于采样精度切换的空闲侦听方案,其平均功耗可以呈指数级的减少. 由此可见,所提方案在功耗节省上更为有效,特别是在  $M$  较大的情况下.

### 4.2 虚警概率

本小节将分析 1 比特采样精度 GLRT 检测算法下的虚警概率 (FAP) 性能. 由于当  $H_0$  时接收机所接收到的信号为复 AWGN 噪声,所以

$E(r_I[i] c[i]) = E(r_Q[i] c[i]) = 0$ ,  $D(r_I[i] c[i]) = D(r_Q[i] c[i]) = 1$ , 其中  $E(x)$  和  $D(x)$  分别表示随机变量  $x$  的期望和方差. 基于大数定理 (Law of Large Numbers), 大量独立同分布的随机变量的和趋近于一个满足高斯分布的变量. 因此,在  $H_0$  时  $\Delta_I$  和  $\Delta_Q$  的分布是相互独立的,并且等于:

$$\Delta_l \sim N(0, \frac{1}{K}) \quad (20)$$

$$\Delta_q \sim N(0, \frac{1}{K})$$

因为均值为 0 的独立高斯分布变量的平方和为中心卡方分布,所有在  $H_0$  时检测变量  $V_{\text{GLRT}} \sim \chi_2^2/K$ , 其中,  $\chi_2^2$  表示自由度为 2 的中心卡方分布. 所提检测算法的 FAP 为:

$$\begin{aligned} P_{fa} &= \Pr\{V_{\text{GLRT}} > \Gamma \mid H_0\} = \int_{\Gamma/K}^{+\infty} f_{\chi_2^2}(\mu) d\mu \\ &= e^{-\Gamma K/2} \end{aligned} \quad (21)$$

其中  $f_{\chi_2^2}(\cdot)$  表示  $\chi_2^2$  分布的概率密度函数 (Probability-Density Function, PDF), 并且:

$$f_{\chi_2^2}(\mu) = \begin{cases} \frac{1}{2} e^{-\mu/2}, & \mu \geq 0 \\ 0, & \mu < 0 \end{cases} \quad (22)$$

当在 Neyman-Pearson (NP) 准则下, FAP 设置为固定值则判决门限  $\Gamma$  为:

$$\Gamma = -2 \ln P_{fa} / K \quad (23)$$

从上式可以看到, 判决门限  $\Gamma$  与噪声功率不相关, 仅由 FAP 概率  $P_{fa}$  决定. 换言之, 所提检测算法的 FAP 与接收端 SNR 和增益控制无关, 是一种在固定门限下的恒虚警检测器. 该特征使得所提的空闲侦听方案在实际情况下可以鲁棒得对抗由接收端自动增益控制 (AGC) 放大器导致的噪声功率变化.

### 4.3 漏检概率

在本小节, 分析所提检测算法的漏检概率 (MDP) 性能. 基于式 (6), 当  $H_1$  时,

$$\begin{aligned} E(r_l[i]c[i]) &= 2Q(\gamma_l) - 1 \\ D(r_l[i]c[i]) &= 4Q(\gamma_l)(1-Q(\gamma_l)) \\ E(r_q[i]c[i]) &= 2Q(\gamma_q) - 1 \\ D(r_q[i]c[i]) &= 4Q(\gamma_q)(1-Q(\gamma_q)) \end{aligned} \quad (24)$$

其中,  $\gamma_l = -\cos\theta \sqrt{E_c}/\sigma$ ,  $\gamma_q = -\sin\theta \sqrt{E_c}/\sigma$ . 利用大数定理, 当  $H_1$  时相互独立的随机变量  $\Delta_l$  和  $\Delta_q$  的分布为:

$$\begin{aligned} \Delta_l &\sim N(2Q(\gamma_l) - 1, 4Q(\gamma_l)(1-Q(\gamma_l))/K) \\ \Delta_q &\sim N(2Q(\gamma_q) - 1, 4Q(\gamma_q)(1-Q(\gamma_q))/K) \end{aligned} \quad (25)$$

因此, 可以得到:

$$\begin{aligned} \Delta_l^2 &\sim 4Q(\gamma_l)(1-Q(\gamma_l))\chi_1^2(\lambda_l)/K \\ \Delta_q^2 &\sim 4Q(\gamma_q)(1-Q(\gamma_q))\chi_1^2(\lambda_q)/K \end{aligned} \quad (26)$$

其中, 变量  $\lambda_l = K(2Q(\gamma_l) - 1)^2 / (4Q(\gamma_l)(1-Q(\gamma_l)))$ , 变量  $\lambda_q = K(2Q(\gamma_q) - 1)^2 / (4Q(\gamma_q)(1-Q(\gamma_q)))$ , 和  $\chi_1^2(x)$  表示自由度为 1 非中心参数为  $x$  的非中心卡方分布. 所提检测算法的 MDP 表示为:

$$\begin{aligned} P_{md} &= \Pr(V_{\text{GLRT}} < \Gamma \mid H_1) \\ &= \int_0^{\frac{\Gamma K}{4Q(\gamma_l)(1-Q(\gamma_l))}} \int_0^{\frac{(\Gamma \mu_l)K}{4Q(\gamma_q)(1-Q(\gamma_q))}} f_{\chi_1^2(\lambda_l)}(\mu_l) f_{\chi_1^2(\lambda_q)}(\mu_q) d\mu_q d\mu_l \end{aligned} \quad (27)$$

其中  $f_{\chi_1^2(x)}(\cdot)$  表示  $\chi_1^2(x)$  分布的 PDF 函数, 并且有:

$$f_{\chi_1^2(x)}(\mu) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2\pi\mu}} e^{-\frac{\mu}{2}} \left( 1 + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(\mu x)^k}{2^k k! \prod_{i=0}^{k-1} (2i+1)} \right), & \mu \geq 0 \\ 0, & \mu < 0 \end{cases} \quad (28)$$

将式 (23) 代入到式 (27) 中可得:

$$P_{md} = \int_0^{\frac{-\ln P_{fa}}{2Q(\gamma_l)(1-Q(\gamma_l))}} \int_0^{\frac{-2\ln P_{fa} - K\mu_l}{4Q(\gamma_q)(1-Q(\gamma_q))}} f_{\chi_1^2(\lambda_l)}(\mu_l) f_{\chi_1^2(\lambda_q)}(\mu_q) d\mu_q d\mu_l \quad (29)$$

由于在绝大多数情况下  $\chi_1^2(\lambda_l)$  与  $\chi_1^2(\lambda_q)$  的非中心参数是不相同的, 所以式 (28) 和式 (29) 的闭式解析式难以直接求解. 但是, 可以使用计算机辅助计算的方法来得到数值解.

## 5 仿真验证

本节将通过数值计算和 Monte-Carlo 仿真的办法对所提方案的性能进行评估. 在第 5.1 小节, 所提检测器与现有常规检测器进行性能比较, 同时, 描述了所提方案需要的 PHY 包结构调整, 并在所提 PHY 包结构下评估了其在典型毫米波无线通信 LOS 和 NLOS 场景时的包检测性能. 然后, 在第 5.2 小节, 比较了在典型毫米波通信下的所提方案与现有方案的空闲侦听平均功耗.

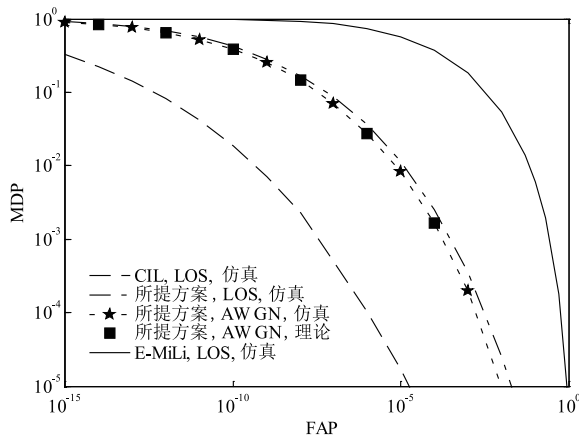
### 5.1 包检测性能比较与所提包结构

对于检测器性能的比较, 本小节从 FAP 和 MDP 两个指标来衡量. 为了与所提基于采样精度切换的空闲侦听方案对比, 选择了 CIL 和 E-MiLi 两种经典方案. 所提方案使用推荐的 GLRT 检测器; CIL 方案使用精确采样下的 GLRT 检测器; E-MiLi 方案使用其所提出的采样率恒定检测器, 系统时钟频率为其建议的  $f_s/4$ . 所有检测器的辅助序列长度都为  $K$  个符号. 计算机数值仿真考虑 AWGN 信道和 LOS 信道两类信道. 所采用的 LOS 信道是 IEEE 802.11ad 任务工作组提供的毫米波会议室 LOS 信道模型<sup>[17]</sup>, 收发天线均为全向天线. 载波相位偏置  $\theta$  为从 0 到  $2\pi$  之间的均匀分布.

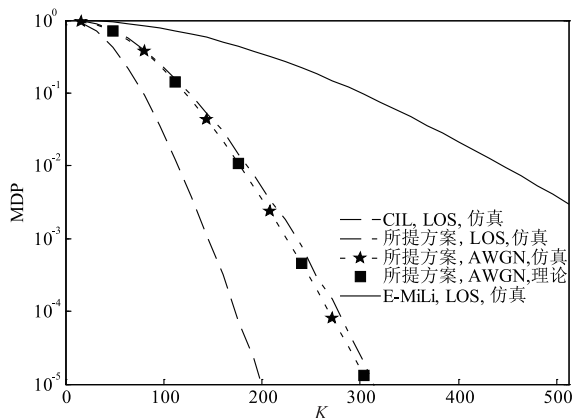
基于 NP 准则, 保持 FAP 性能不变, 上述三种方案在 LOS 信道下的包检测性能仿真评估结果如图 3(a) 所示. 其中, 辅助序列长度  $K=256$  和 FAP 概率  $P_{fa}=10^{-3}$ . 对于所提方案而言, 在 AWGN 信道下的理论和仿真曲线都在图 3(a) 上标示. 可以看出, 所提方案在 LOS 信道下的检测性能与 AWGN 信道下基本一致, 进而验证了在第 3 节中对于信道特性的声明 (由于低信道增益的 NLOS 径 (非主径) 存在, 所提方案在 LOS 信道下性能较 AWGN 信道会略有下降). 同时, 理论曲线与 AWGN 信道下的仿真曲线基本重合, 表明 FAP 和 MDP 的推导无

误. 此外, 可以看到, 所提方案可以相对 E-MiLi 方案获得大约 4dB SNR 增益, 而对于 CIL 方案仅有不到 2dB SNR 损失. 由此可见, 在这种情况下, 采样精度下降(所提方案)导致的性能损失明显小于由于采样点减少(E-MiLi 方案)导致的损失.

然后, 在 NP 准则下, 评估辅助序列长度对于 MDP 性能的影响, 如图 3(b) 所示. 其中, SNR  $\gamma = -8\text{dB}$  和 FAP 概率  $P_{fa} = 10^{-3}$ . 再次观察到, 所提方案在 LOS 信道的检测性能和 AWGN 信道下的性能基本一致, 并且所提方案的理论曲线和相应的仿真曲线重合. 仿真结果表明, 在同一 SNR 时, 为了获得相同检测性能, 所提方案比 E-MiLi 方案需要更少的辅助序列, 但比 CIL 方案需要略长的辅助序列.



(a) 空闲侦听方案的包检测性能



(b) 前导序列长度变化对检测器性能的影响

图3 在NP准则下的检测性能

通过上述分析和仿真评估, 所提方案相对传统 CIL 方案有一定的性能损失, 具体包括: 包检测性能衰减和 ADC 切换引入的前导开销. 为了弥补上述损失, 提出了一种支持基于采样精度切换的空闲侦听方案的 PHY 包结构, 如图 4(a) 所示. 阴影部分表示相对于现有 PHY 包的添加序列, 即序列 a 和序列 b. 依据实际系统技术指标, 序列 a 的辅助字符长度要求可以弥补采样精度下

降所带来的检测性能衰减; 而序列 b 的传输时间可以覆盖最为恶劣情况下的 ADC 切换时间.

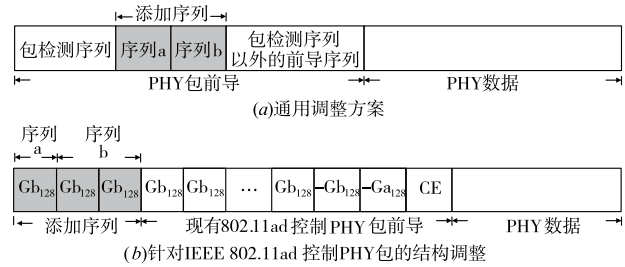


图4 支持所提方案的PHY包结构

为了便于理解, 下面详细说明针对毫米波 60GHz 重要标准 IEEE 802.11ad 的控制 PHY 包的结构调整, 如图 4(b) 所示. 其中,  $G_{a128}$  和  $G_{b128}$  分别表示符号长度为 128 的两类 Golay 序列, CE 表示信道估计字段. 三个  $G_{b128}$  序列被添加到了现有 802.11ad 控制 PHY 包之前(注: 控制 PHY 包的前端导频是由  $G_{b128}$  序列 48 次循环复制组成. 所提方案需要在  $G_{b128}$  序列组合内添加  $G_{b128}$  序列, 因此新添加序列的具体位置不再重要. 为了便于和现有前导相区分, 将三个  $G_{b128}$  序列添加到了现有 802.11ad 控制 PHY 包之前). 一个  $G_{b128}$  序列(即图 4(a) 中序列 a) 是用于补充采样精度下降所带来的检测性能衰减; 另外两个  $G_{b128}$  序列(即图 4(b) 中序列 b) 共占用 145.5ns 传输延迟, 以用来覆盖 ADC 的切换时间(注: 实际毫米波无线通信系统中, ADC 切换时间可以控制在 100ns 以内, 详见第 2 节).

在毫米波 LOS 和 NLOS 信道中, 通过 Monte Carlo 仿真 ROC 指标来评估了 CIL 和所提方案的包检测性能, 如图 5 所示. 仿真中, 采用典型配置, CIL 和所提方案分别使用 2 个和 3 个  $G_{b128}$  序列. 换言之, CIL 和所提方案的辅助序列的长度分别是 256 和 384 个符号. 在四种不同的 SNR, 即  $-12\text{dB}$ 、 $-10\text{dB}$ 、 $-8\text{dB}$  和  $-6\text{dB}$ , 仿真获得相应的接收机运行特征 (Receiver Operating Characteristic, ROC) 曲线. 在 LOS 或者 NLOS 信道下, 具有相同 SNR 的所提方案的 ROC 曲线都与对应的 CIL 的曲线基本相当. 仿真结果表明, 所提方案在毫米波 LOS 和 NLOS 信道下都可以正常运行, 并且通过新增一个  $G_{b128}$  序列的方法可以有效补偿由采样精度下降所带来的性能损失. 基于 IEEE 802.11ad 标准, 所提方案所需添加的 3 个  $G_{b128}$  序列仅消耗了 218.5ns 的传输时间. 而与长时间的空闲侦听相比, 由新添序列所带来的额外发送和接收信号的能量消耗几乎可以忽略不计.

## 5.2 空闲侦听平均功耗比较

参照在 4.1 小节的阐述, 毫米波通信设备中空闲侦听平均功耗主要来自于接收 RF 电路和 Multi-Gbps

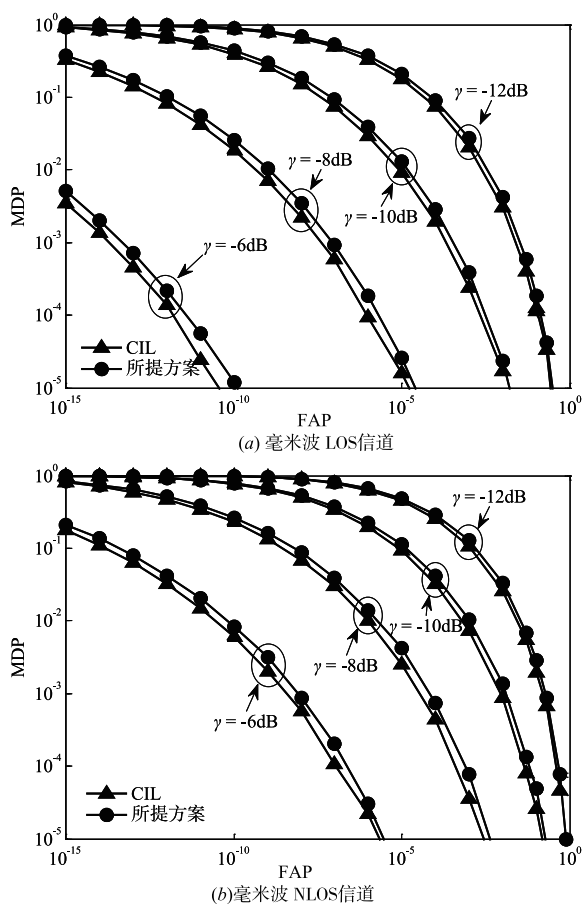


图5 所提方案和CIL方案分别使用3个和2个Gb128序列时 ROC性能比较

ADC. 本小节将比较 CIL、E-MiLi 和所提方案的平均空闲侦听功耗. 参考文献[8, 15, 16], 假定 QPSK/16QAM 接收 RF 电路平均功率  $P_{fc} = 172\text{mW}$ . 此外, 采样频率  $f_s = 2.64\text{Gsps}$ , ADC 转换效率  $C_{abc} = 1.6\text{pJ/conv}$ . E-MiLi 方案使用所建议的四倍降频方法, 即  $q = 1/4$ [19].

基于式(15)、式(16)和式(18), 计算以采样精度  $M$  为函数的空闲侦听平均功耗, 如图 6 所示. 随着包解调所需的采样精度的提高, 所得的所提方案保持恒定不变的功耗. 这是因为, 在空闲侦听阶段, 只有 1 比特 ADC 和所提 1 比特采样精度 GLRT 包检测器被使能, 而  $M$  比特 ADC 和除所提包检测器外的基带单元被关闭以节省功耗. 但是, 由于在空闲侦听阶段需要使能了  $M$  比特 ADC, CIL 和 E-MiLi 方案随着采样精度的提高会面临平均功耗快速增加的问题, 因而所提方案相较 CIL 和 E-MiLi 方案获得了不断提高的功耗节省, 特别在高采样精度的情况下. 所提方案相对于 E-MiLi 方案的功耗节省表明, 在毫米波无线通信系统中, 采样精度的降低(所提方案)比采样频率的降低(E-MiLi)更为有效.

需要说明, 参照 802.11ad 标准[5], 对于 QPSK/16QAM 调制的数据包, 前导是由二进制键控符号组成,

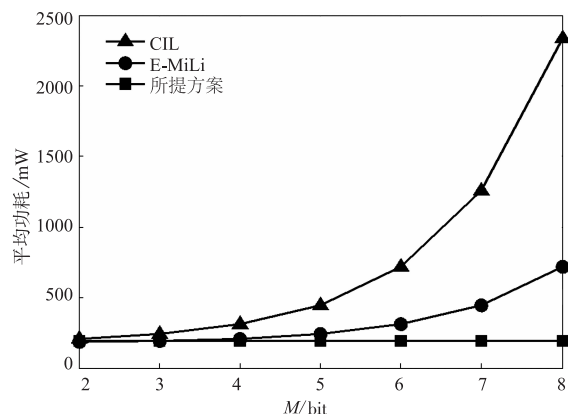


图6 解调所需采样精度  $M$  (比特) 对空闲侦听平均功耗的影响

即二进制符号, 而数据字段使用 QPSK/16QAM 调制. 因此, 当发送 QAM 调整的数据包时, 第 3 节的包检测信号模型依然有效. 对于毫米波 QPSK/16QAM 接收机而言, PHY 包解调需要最少 6 比特的采样精度, 即  $M = 6$ . 在这种典型配置下, 所提方案与 CIL 和 E-MiLi 方案相比, 分别节省了 73.1% 和 38.1% 的平均空闲侦听功耗.

## 6 总结语

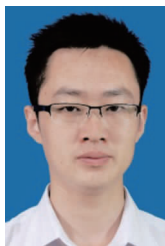
针对毫米波通信系统存在的高空闲侦听功耗的问题, 提出了一种基于采样精度切换的低功耗空闲侦听方案. 所提方案是由  $1/M$  比特采样接收机和 1 比特采样精度 GLRT 检测算法组成. 在空闲侦听阶段, 接收机使用极低功耗 1 比特 ADC 采样量化信号, 并通过所提检测算法来检测数据包的到达. 当检测到数据包到达时, 接收机切换回原采样精度的  $M$  比特 ADC, 确保接收机解调性能. 该文推导并验证所提方案的包检测虚警概率(FAP)和漏检概率(MDP)表达式. 数值仿真表明, 所提方案较现有方案不仅显著的降低了空闲侦听功耗, 而且还取得了优异的包到达检测性能.

## 参考文献

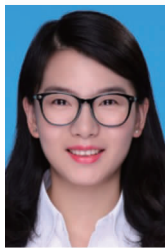
- [1] Wang P, Li Y, Song L, Vucetic B. Multi-gigabit millimeter wave wireless communications for 5G: from fixed access to cellular networks [J]. IEEE Communications Magazine, 2015, 53(1): 168 - 178.
- [2] Charfi E, Chaari L, Kamoun L. PHY/MAC enhancements and QoS mechanisms for very high throughput WLANs [J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2013, 15(4): 1714 - 1735.
- [3] Perahia E, Gong M X. Gigabit wireless LANs: an overview of IEEE 802.11ac and 802.11ad [J]. ACM SIGMOBILE Mobile Computing and Communications Review, 2011, 15(3): 23 - 33.
- [4] Sun W, Lee O, Shin Y, et al. Wi-Fi could be much more [J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52(11): 22

- 29.
- [5] IEEE Std 802.11ad. Part 11: Wireless LAN medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications; enhancements for very high throughput in the 60 GHz band [S]. 2012.
- [6] Huang K C, Wang Z. Millimeter Wave Communication Systems[M]. New York: John Wiley & Sons, 2011.
- [7] Anastasi G, Conti M, GREGORI E, et al. 802.11 powersaving mode for mobile computing in Wi-Fi hotspots: limitations, enhancements and open issues [J]. Wireless Networks, 2008, 14(6): 745 - 768.
- [8] Yong S K, Xia P, Valdes-garcia A. 60GHz Technology for G-bps WLAN and WPAN; from Theory to Practice[M]. New York: John Wiley & Sons, 2011.
- [9] Zhang X, Shin K G. E-mili: energy-minimizing idle listening in wireless networks [J]. IEEE Transactions on Mobile Computing, 2012, 11(9): 1441 - 1454.
- [10] ADC12D1800RF. ADC12D1800RF 12-Bit, Single 3.6 GSPSRF Sampling ADC [EB/OL]. <http://www.ti.com/product/cn/adc12d1800r>, 2016-04-05.
- [11] Gao B, Zhang C, Jin D., et al. Compressed estimation for beam tracking in 60-GHz WLAN [J]. China Communications, 2015, 12(6): 46 - 58.
- [12] 张昌明, 肖振宇, 曾烈光, 等. 基于 IEEE 802.11ad 标准的单载波 60 GHz 通信系统性能分析 [J]. 电子与信息学报, 2012, 34(1): 218 - 222.  
Zhang Changming, Xiao Zhenyu, Zeng Lieguang, et al. Performance analysis of single-carrier (SC) 60 GHz communication system based on IEEE 802.11ad standard [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2012, 34(1): 218 - 222. (in Chinese)
- [13] Gao B, Xiao Z, Su L, et al. Multi-device multi-path beamforming training for 60-GHz [A]. Proceedings of International Conference on Communications [C]. London: IEEE, 2015. 1328 - 1333.
- [14] Xiao Z, Zhang C, Jin D, et al. GLRT approach for robust burst packet acquisition in wireless communications [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2013, 12(3): 1127 - 1137.
- [15] Okada K, Li N, Matsushita K, et al. A 60-GHz 16QAM/8 PSK/QPSK/BPSK direct-conversion transceiver for IEEE802.15.3c [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2011, 46(12): 2988 - 3004.
- [16] Choi M, Lee J, et al. A 6-bit 5-GSample/s Nyquist A/D converter in 65nm CMOS [A]. Proceedings of IEEE Symposium on VLSI Circuits [C]. Honolulu: IEEE, 2008. 16 - 17.
- [17] Maltsev A. Channel models for 60 GHz WLAN systems [EB/OL]. <https://mentor.ieee.org/802.11/dcn/09/11-09-0334-08-00ad-channel-models-for-60-ghz-wlan-systems.doc>, 2016-04-05.

#### 作者简介



**孙海洋** 男, 1982 年出生于山东济宁, 现为南京大学金陵学院信息科学与工程学院讲师, 主要研究方向为信道编码、人工智能算法。  
E-mail: sunhy\_jlxy@163.com



**陈珍 (通信作者)** 女, 1988 年出生于江苏淮阴, 现为南京大学金陵学院信息科学与工程学院讲师, 主要研究方向为 5G 毫米波无线通信、信道编码。  
E-mail: jennychen\_cug@126.com

**杨冠男** 女, 1982 年出生于黑龙江双鸭山, 现为南京大学金陵学院信息科学与工程学院讲师, 主要研究方向为空间信息网络、卫星通讯。

**高波** 男, 1988 年出生于山东枣庄, 清华大学电子工程系博士, 现为中兴通讯股份有限公司高级工程师, 研究方向为 5G 移动通信、高频段信道建模。