

# 无线芯片域网络自适应多址接入方案

李兴华\*, 张永斌, 王宜文

北京信息科技大学信息与通信工程学院, 北京 100101

\* 通信作者. E-mail: lixuehua@bistu.edu.cn

收稿日期: 2015-08-15; 接受日期: 2015-11-17; 网络出版日期: 2015-12-28

国家自然科学基金(批准号: 61171039)、北京市青年拔尖人才(批准号: CIT&amp;TCD201404114)和北京市教委科技面上项目(批准号: KM201511232010)资助

**摘要** 在 IMT-2020 确定的 3 个场景中, 业务密集区域的高速移动宽带业务为了达到 1 Gbps 的用户体验速率, 亟需物理层和组网技术的突破. 作为超密集组网方式的一种, 无线芯片域网络 (wireless chip area network, WCAN) 具有复杂度较低而吞吐量巨大的特点, 其研究潜力巨大. 本文针对 WCAN 中的多用户网络通信问题, 提出了自适应跳时脉冲位置调制 (time hopping-pulse position modulation, TH-PPM) 多址方案. 首先研究了 TH-PPM 多址系统的 BER 性能; 然后提出了智能化的多址机制对 WCAN 中芯片内/间的单脉冲信噪比、误码率、传输速率进行权衡选择; 最后通过仿真进行了性能分析并与固定多址技术进行对比. 研究结果显示, 该方案在确保芯片内/间无线互连 QoS 的前提下, 能够合理地分配系统速率和功率资源, 当用户数较少时, 可以实现 1 Gbps 以上的用户体验速率和较低的平均功率. 当用户数增加时, 信息传输速率和平均功率将自动调整以保证 QoS, 从而显著提高系统的传输性能, 有效解决了固定多址技术存在资源分配不均, 系统性能不稳定的缺陷. 为今后 WCAN 中多用户大容量的多址通信提供了技术参考.

**关键词** 5G IMT-2020 芯片无线互连 无线芯片域网络 自适应 TH-PPM

## 1 引言

在 2015 年 6 月的 ITU-R 会议上, 5G 工作取得了巨大进展: 首先, 5G 正式被命名为 IMT-2020; 其次, 包含移动互联网、物联网和关键使命 3 个场景和相应需求被明确定义. 其中移动互联网的演进延续了 3G, IMT-Advance 的趋势但又有所改变, 即在关注峰值速率的同时还提出了用户体验速率指标. 为了达成 1 Gbps 的用户体验速率, 目前比较主流的技术观点包括: 采用超密集小区组网提供更加紧致的频率复用效率、采用高频率提供更多的可用带宽、采用大规模天线技术提高空间复用率、采用非正交调制技术和先进接收机技术提高多址效率等.

自从 2012 年以来, 包括 NGMN, IMT-2020 推进组, 5GMF, 5G Forum 等论坛和标准组织陆续出版了 5G 白皮书. 其中 5G 需求层面最有代表性的是 NGMN 和 IMT-2020 工作组出版的需求白皮书<sup>[1]</sup>. 而 5G 技术方面, 最有代表性 5G 研究项目的是中国的 IMT-2020 推进组和欧盟的 METIS 2020

引用格式: 李兴华, 张永斌, 王宜文. 无线芯片域网络自适应多址接入方案. 中国科学: 信息科学, 2016, 46: 100–110, doi: 10.1360/N112015-00196

项目. 这两个项目都对 5G 候选技术作了深入的分析研究. 以 IMT-2020 为例, 确定了 10 种使能技术: 超密集组网、大规模天线、全频谱接入、新型多址、新型多载波、先进调制编码、终端直通、灵活双工、全双工和频谱共享 [1].

作为异构网的演进技术, 超密集组网主要针对微小区部署场景 [2]. 在超密集异构网络中, 网络的密集化使得网络节点离终端更近, 从而使功率效率和频谱效率得到很大地提升, 大幅度提高了系统容量以及业务在各种接入技术和各覆盖层次间分担的灵活性, 是 5G 的重要使能技术. 虽然超密集异构网络展示了美好的前景, 由于节点之间距离的减少, 将导致一些与现有系统不同的问题. 在 5G 网络中可能存在同一种无线接入技术之间同频部署的干扰、不同无线接入技术之间由于共享频谱的干扰, 如何排除这些干扰, 实现多种无线接入技术之间的共存, 是一个需要深入研究的课题. 由于不同业务和用户的 QoS (quality of service) 要求的不同, 并且用户部署的大量节点的开启和关闭具有随机性, 使得网络拓扑和干扰图样大范围随机地动态变化, 此外, 各小站中的用户数量往往比较少, 使得业务的空间和时间分布也出现剧烈的动态变化. 因此, 需要针对超密集网络场景研究适应这些动态变化的网络动态部署技术.

无线芯片域网络 (wireless chip area network, WCAN) 实现了集成电路内部、PCB 板上芯片内/间、SoC 内多处理核间、智能家电间、手机终端间高速无线互连及高效组网 [3~8]. 考虑到 5G 时代巨大数量的连接终端数, 可以将 WCAN 中的芯片扩展到 5G 终端, 即采用 WCAN 技术实现超密集组网. 因此, 借助并延伸 WCAN 概念为 5G 超密集组网提供技术支撑也成为研究热点 [1,9,10].

芯片无线互连收发机、60 GHz 片上天线、片上天线全局时钟分布、芯片间无线互连电磁波传播特性、WCAN 信道模型、调制编码和多址技术等等都是 WCAN 现在的研究热点 [11,12]. 超密集部署的资源分配算法, 异构网络融合技术等也都是目前的研究热点 [2]. 目前针对芯片无线互连技术的大多数研究只是考虑单用户情况下点对点的无线通信, 且传输数据量与 5G 要求的 1 Gbps 体验速率还有差距. 而 WCAN 的实际应用必然是多用户情况下的大数据量通信, 多用户干扰和码间干扰是不可回避的问题, 如果单靠此前简单的 OOK [13], BPSK [3,14,15] 等调制方案显然无法满足实际应用的要求, 采用 OFDM 方案 [4] 又将提高设计的复杂度. 虽然学者们之后研究了采用 TDMA, CDMA, DS-BPSK, TH-PPM 等多址技术实现多芯片内/间无线互连 [16~18], 但主要集中于电路设计层面, 并未分析系统的误码率 (BER) 性能, 而且由于其采用固定多址分配方案, 使得在用户少时浪费资源, 用户多时又不能满足系统性能的要求, 因此需要研究一种更加有效的多址技术来提高系统的传输性能. 本文将研究适合于 WCAN 具体应用场景的自适应多址方案.

## 2 WCAN 中 TH-PPM 多址性能分析

在基于高频段 IR-UWB 和 60 GHz 脉冲无线电的多址技术中, TH-PPM 技术较为成熟, 利用 UWB 脉冲信号占空比极小的特点, 结合了 TDMA 和 CDMA 技术, 将脉冲重复周期划分成若干时隙, 采用不同的伪随机跳时码区分用户, 并根据数据符号控制脉冲位置. 相比 DS-BPSK 技术, TH-PPM 不需进行脉冲幅度和极性的控制, 对于远近效应的敏感度也没前者要求高, 同时降低了功耗的难度, 便于以较低的复杂度在极短距离实现多 I/O 口设备或多芯片间的高速通信. 在多信道情况下, 还可以通过在 MAC 层设定与之相适应的多址接入方式解决多通道间串扰和资源分配问题. 所以从减少系统设计复杂度和功耗的角度出发, TH-PPM 多址调制技术比较适合于芯片内/间无线互连系统. 文献 [19,20] 采用 TH-PPM 多址技术实现了芯片内/间无线互连系统中多用户数据的并行传输, 提出了电路设计方案, 但并未分析系统的误码率性能. 本节将对采用 TH-PPM 的芯片内/间系统的多用户干扰特性、噪

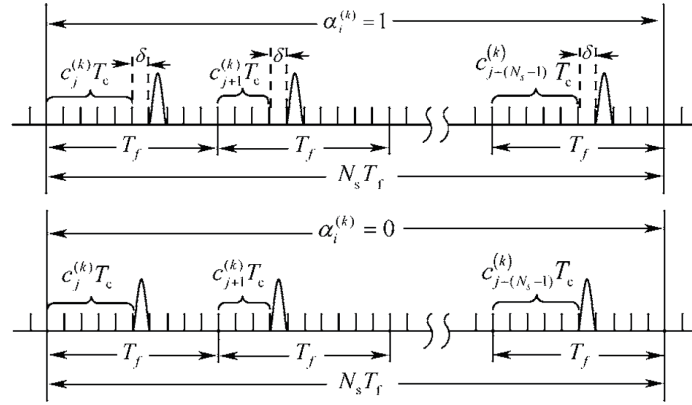


图 1 TH-PPM 调制波形  
Figure 1 TH-PPM modulated waveform

声源及 BER 性能进行分析.

### 2.1 系统多用户干扰特性分析

在目前的 WCAN 组网方案中, 芯片内/间多采用自组织多跳方式通信, 电磁信号在相邻的处理核间或芯片间往往是视距传输, 为大量节点提供高速传输. 在 5G 超密集组网场景中, 用户距离比较近且多为室内视距通信, 与 WCAN 场景较为接近. 因此, 为便于理论分析, 本文的后续研究将以 Gauss 信道作为信道模型.

在 WCAN 中, 用户  $k$  的 TH-PPM 信号可表示为 [19~21]

$$s^{(k)}(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} \sqrt{E_w} p_{tr}(t - jT_f - c_j^{(k)}T_c - \delta \alpha_{[j/N_s]}^{(k)}), \quad (1)$$

式中  $p_{tr}(t)$  为能量归一化单周期 Gauss 脉冲波形, 即  $\int_{-\infty}^{\infty} |p_{tr}|^2 dt = 1$ . 其脉冲宽度为  $T_p$ , 码片时间为  $T_c$ , 且有  $T_p \leq T_c$ .  $N_h = T_f/T_c$  表示跳时码最大值上界,  $T_f$  表示帧长,  $0 \leq c_j^{(k)} < N_h$  为用户  $k$  的伪随机跳时码序列 (即用户地址码),  $[x]$  表示对  $x$  取整.  $\alpha_i^{(k)} \in [0, 1]$  表示用户  $k$  第  $j$  个脉冲传输的二进制数值.  $N_s$  表示每比特脉冲数, 每比特平均脉冲重复周期可表示为  $T_s = N_s T_f$ , 因此信息比特速率为  $R_b = (N_s T_f)^{-1} = (N_s N_h T_c)^{-1}$ . 另外  $\delta$  表示 PPM 偏移,  $E_w$  表示归一化单周期脉冲波形能量,  $E_b = N_s E_w$  为每比特信息能量. 图 1 以 Gauss 脉冲波形形式表示上述关系.

为了分析 WCAN 中各用户的传输性能, 需假设以下条件:

1. 假设系统中有  $N_u$  个用户进行无线通信, 所有用户产生的数据序列中 0 和 1 等概率出现且独立同分布.
2. 每个用户采用的 PN 码为 gold 码, 是随机产生, 相互独立且是等概的.
3. 每个用户采用相干接收, 且在接收时已知其特定的 PN 码, 检测后进行软判决.
4. 系统是异步的自组织网络, 但在采用相干检测的假设下, 参考接收机和对应的发射机完全同步.
5. 假设所有用户在无多径影响的理想自由空间传播.

第  $k$  个用户与其参考接收机之间无多径的信道冲击响应是路径损耗  $A_k$  和传输时延  $\tau_k$  的函数, 传输时延是相互独立的, 且服从  $[0, T_c)$  上均匀分布. 则同一环境条件下  $k$  个用户均有发射时, 参考接

收机接收的总信号为

$$r(t) = \sum_{k=0}^{N_u-1} A_k s_{\text{rec}}^{(k)}(t - \tau_k) + n(t) = A_0 s_{\text{rec}}^{(0)}(t - \tau_0) + \sum_{k=1}^{N_u-1} A_k s_{\text{rec}}^{(k)}(t - \tau_k) + n(t). \quad (2)$$

在判决时, 由于是相干检测, 其余用户的信号皆视为多用户干扰. 设用户 0 为主要接收信号, 则上式中  $s_{\text{rec}}^{(0)}(t - \tau_0)$  为有用信号,  $\sum_{k=1}^{N_u-1} A_k s_{\text{rec}}^{(k)}(t - \tau_k)$  为多用户干扰信号, 其中  $s_{\text{rec}}^{(k)}(t)$  表示用户  $k$  的接收信号, 且由于高频脉冲信号的瞬态特性, 文献 [9] 选择 Gauss 信号二阶导作为脉冲发射波形, 因此  $s_{\text{rec}}^{(k)}(t)$  波形应是发射信号  $p^{(k)}(t)$  的二阶微分.

$n(t)$  表示在芯片内/间无线互连系统中主要存在的两种噪声: 热噪声和开关噪声 [5]. 通常开关噪声比热噪声少 10 dB, 其双边功率谱密度为  $N_0/2$ . 根据文献 [5] 中噪声功率谱密度的求取算法, 本文中规定芯片内/间无线互连系统的接收天线温度  $T_{\text{ant}} = 330$  K, 接收端噪声指数  $F_r = 10$  dB, 则可求得热噪声功率谱密度为  $-163.92$  dBm/Hz, 此时总的噪声功率谱密度  $N_0 = N_r + S_k = -163.504$  dBm/Hz, 该值将在下文的仿真分析中用到.

当用户 0 接收机进行检测时需提供相关掩模, 定义为

$$m^{(0)}(t) = \sum_{j=0}^{N_s-1} \nu^{(0)}(t - jT_f - c_j^{(0)}T_c), \quad (3)$$

$$\nu^{(0)}(t) = p_{\text{rec}}^{(0)}(t) - p_{\text{rec}}^{(0)}(t - \delta). \quad (4)$$

将接收信号  $r(t)$  乘以  $m^{(0)}(t - \tau_0)$ , 则相关运算的输出为

$$Z^{(0)} = \int_0^{T_b} r(t)m^{(0)}(t - \tau_0)dt. \quad (5)$$

将式 (1)~(4) 代入式 (5) 得

$$Z^{(0)} = Z_0 + Z_{\text{mui}} + Z_n, \quad (6)$$

其中  $Z_0$  为有用用户相关检测输出,  $Z_{\text{mui}}$  为多用户干扰,  $Z_n$  为 Gauss 噪声相关输出. 由文献 [22] 可得

$$Z_0 = N_s \int_{-\infty}^{\infty} A_0 \sqrt{E_w} s_{\text{rec}}^{(0)}(t - \tau_0) m^{(0)}(t - \tau_0) dt = \begin{cases} +A_0 N_s \sqrt{E_w} [1 - r(\delta)], & d_j^{(0)} = 0, \\ -A_0 N_s \sqrt{E_w} [1 - r(\delta)], & d_j^{(0)} = 1, \end{cases} \quad (7)$$

$$Z_n = \sum_{k=1}^{N_u} \sum_{j=0}^{N_s-1} \int_{\tau_0 + jT_f}^{\tau_0 + (j+1)T_f} n(t) [p_{\text{rec}}^{(0)}(t - jT_f - c_j^{(0)}T - \tau_0) - p_{\text{rec}}^{(0)}(t - jT_f - c_j^{(0)}T - \delta - \tau_0)] dt, \quad (8)$$

$$Z_{\text{mui}} = \sum_{k=1}^{N_u} \sum_{j=1}^{N_s-1} \int_{\tau_0 + jT_f}^{\tau_0 + (j+1)T_f} A_k s_{\text{rec}}^{(k)}(t - \tau_k) [p_{\text{rec}}^{(0)}(t - jT_f - c_j^{(0)}T - \tau_0) - p_{\text{rec}}^{(0)}(t - jT_f - c_j^{(0)}T - \delta - \tau_0)] dt. \quad (9)$$

## 2.2 系统信干噪比与 BER 性能分析

由于 WCAN 中每个用户受到的干扰是相同的, 因此可根据每个用户接收信号的 BER 性能来衡量整个网络的传输性能. 而 BER 是关于信干噪比 SINR 的函数, 故 WCAN 中 SINR 值的确定将十分关键. 本节将对 WCAN 中各芯片进行无线通信时的 SINR 与 BER 进行分析. 根据 2.1 小节提到的相关检测判决公式, 得到组成 1 bit 的  $N_s$  个脉冲在接收端输出的有用能量之和为

$$E_b = E(Z_0^2) = E_w^{(0)} A_0^2 N_s^2 [1 - r(\delta)]^2. \quad (10)$$

接收机输出噪声的方差为

$$\sigma_n^2 = E(Z_n^2) = N_s N_0 [1 - r(\delta)]. \quad (11)$$

文献 [23] 采用概率统计的方法计算得到了多用户干扰方差值, 结合式 (9) 得到 1 bit 内多用户干扰方差为

$$\sigma_{\text{mui}}^2 = E(Z_{\text{mui}}^2) = \frac{T_p}{T_f} N_s [1 - r(\delta)]^2 \sum_{k=1}^{N_u-1} A_k^2 E_w^{(k)}. \quad (12)$$

由于  $Z_{\text{mui}}$  和  $Z_n$  服从均值为 0 方差分别为  $\sigma_{\text{mui}}^2$  和  $\sigma_n^2$  的 Gauss 分布, 则可得到系统的 SINR 为

$$\text{SINR} = \frac{E_b}{\sigma_{\text{mui}}^2 + \sigma_n^2} = \frac{E_w^{(0)} A_0^2 N_s^2 [1 - r(\delta)]}{\frac{T_p}{T_f} N_s [1 - r(\delta)]^2 \sum_{k=1}^{N_u-1} A_k^2 E_w^{(k)} + N_s N_0 [1 - r(\delta)]}. \quad (13)$$

为了减少码间串扰并保持较高的传输性能, 在 WCAN 中我们将采用正交 PPM 调制. 此时  $T_c \geq 2T_p$ , 令  $T_c = \beta T_p$ , 则  $1/\beta$  表示脉冲的占空比, 且  $\beta \geq 2$ , 则此时相干系数  $r(\delta) = 0$ . 如果系统实施良好的功率控制, 接收端的各用户信号能量基本相等, 芯片间传输每条链路的路径衰减  $A_k$  是相同的 [24], 若  $\text{SNR} = \frac{E_w A_0^2}{N_0}$  表示单位脉冲信噪比值, 则式 (13) 可简化为

$$\text{SINR} = \frac{N_s}{\frac{T_p(N_u-1)}{T_c N_h} + \frac{N_0}{E_w A_0^2}} = \frac{N_s}{\frac{N_u-1}{\beta N_h} + \frac{1}{\text{SNR}}}. \quad (14)$$

在 SGA 假设下,  $Z_{\text{mui}}$  和  $Z_n$  服从均值为 0, 方差为  $\sigma_{\text{mui}}^2$  和  $\sigma_n^2$  的 Gauss 分布. 在 Gauss 假设下 SINR 与 BER 的关系为  $\text{BER} = \frac{1}{2} \text{erfc}(\sqrt{\frac{\text{SINR}}{2}})$ . 那么, 基于 TH-PPM 多址调制的多芯片间无线互连系统的误码率表达式可表示为

$$\text{BER} = \frac{1}{2} \text{erfc} \left( \sqrt{\frac{\text{SINR}}{2}} \right) = \frac{1}{2} \text{erfc} \left( \sqrt{\frac{N_s}{\frac{2(N_u-1)}{\beta N_h} + \frac{2}{\text{SNR}}}} \right). \quad (15)$$

由式 (14) 和 (15) 可以得到 WCAN 中多用户 SINR 和 BER 的值与  $\beta$  (脉冲占空比的倒数, 取决于  $T_p$  和  $T_c$  的大小, 一般为定值)、 $N_u$  (用户数)、 $N_s$  (每比特脉冲数)、 $N_h$  (跳时码最大值上界)、SNR (单位脉冲信噪比) 的值有关, 其中  $N_s$  和  $N_h$  的值决定用户的比特传输速率  $R_b$ , SNR 和  $N_s$  决定系统的发射功率.

### 3 WCAN 中自适应 TH-PPM 多址分配方案的设计

在 WCAN 中, 由于芯片的接入具有一定的随机性, 网络拓扑结构会呈现动态变化, 系统中的噪声干扰和信道特性将随机变化. 在传统无线通信系统中, 常采用链路自适应技术解决多用户下信道随机变化产生的信号衰减和传输质量下降的问题, 这其中自适应调制编码技术和自适应多址资源分配技术应用较广. 但前者需要在芯片中集成多种调制和编码电路, 这对于成本和设计复杂度要求极为严格的芯片无线互连系统来说, 显然是不能接受的. 相比而言自适应多址资源分配技术不会额外增加其他调制编码电路, 只是通过实时的调整速率或功率资源完成系统资源的自动分配, 在设计复杂度和成本上要优于前者, 例如文献 [25,26] 提出一种自适应动态调整编码长度的方案, 在不考虑功率限制的情况下保证节点较高的速率传输. 文献 [19,20] 针对 WCAN 系统提出了基于 TH-PPM 的多址方案, 在一定程度上解决了多用户干扰问题, 但采用的是固定多址机制 (fixed multiple access mechanism, FMAM), 不

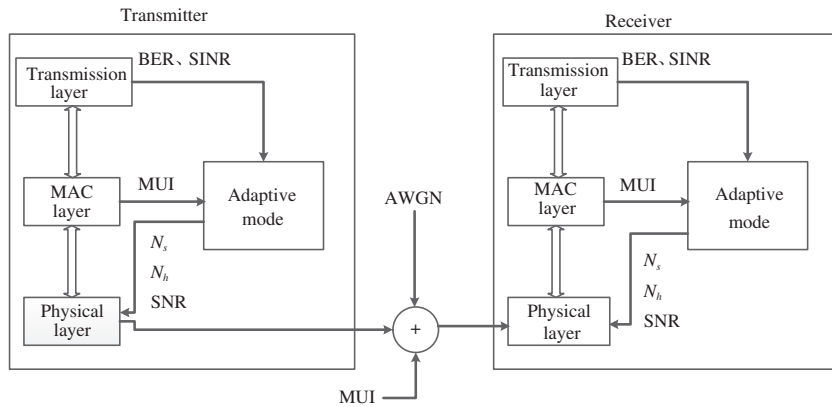


图 2 WCAN 中自适应多址分配方案

Figure 2 Adaptive multiple access scheme in WCAN

表 1 满足 QoS 规定的 BER 上限及对应 SINR 阈值

Table 1 BER upper limit and corresponding SINR threshold satisfied the QoS

BER level	$10^{-4}$	$10^{-5}$	$10^{-6}$	$10^{-7}$	$10^{-8}$	$10^{-9}$
SINR	13.8311	18.1893	22.595	27.0331	31.4946	35.9737

足以满足可变 QoS 的需求, 即在信道较好时可能会浪费许多系统资源, 而在信道较差时可能无法保证正常的通信. 本节我们将提出基于 TH-PPM 的自适应多址机制 (adaptive multiple access mechanism, AMAM), 可根据信道条件的好坏实时改变传输速率或发送功率, 自动选择最佳资源分配方案, 在满足 QoS 的要求下, 使整个系统尽量保持在一个高通信容量和低功耗的状态. 权衡通信质量、速率和功耗将是自适应算法的核心, 图 2 所示为 WCAN 中自适应多址分配方案.

图 2 中, 由于在  $N_u$  和  $\beta$  已知的情况下系统的 BER 性能将与  $N_s$ ,  $N_h$  和 SNR 的选取有关, 所以根据不同  $N_u$  时产生的 MUI 和热噪声干扰, 自适应模块将选择最佳多址分配方案, 使整个系统保持相对稳定的状态, 其选取过程如下:

(1) 为了保障系统的可靠性, 系统的 BER 不能超过 QoS 规定的阈值, 如表 1 所示. 则  $N_s$ ,  $N_h$  和 SNR 必须满足式 (16). 从最大限度提高资源利用率的角度出发, 本文规定最佳多址分配方案的 SINR 值应等于满足 QoS 规定的 SINR 阈值. 此时若  $N_s$  和  $N_h$  确定, 则其对应的 SNR 也将得到,

$$\text{SINR} = \frac{N_s}{\frac{N_u-1}{\beta N_h} + \text{SNR}} \geq \text{SINR}_{\text{threshold}}, \quad (16)$$

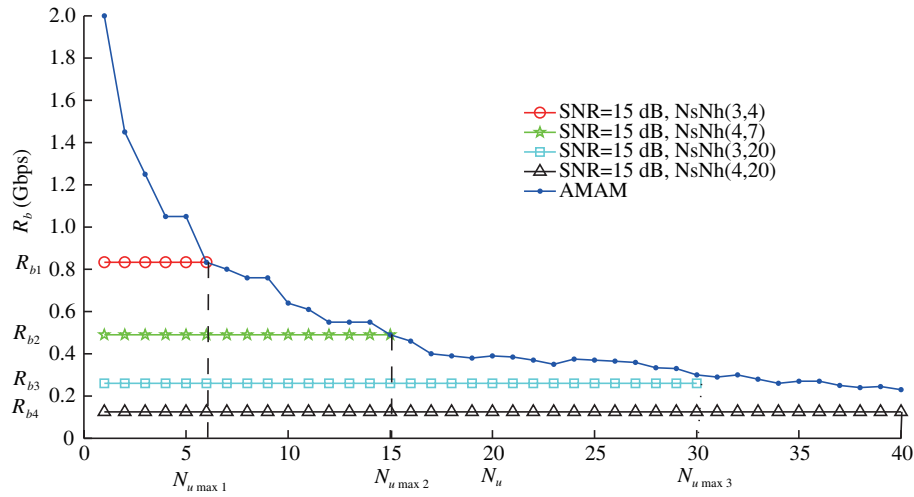
(2) 当系统满足 QoS 要求后, 为了使系统保持相对较低的功耗水平, 还需要限定每用户的 SNR 阈值, 如式 (17) 所示,

$$\text{SNR} = \frac{1}{\frac{N_s}{\text{SINR}_{\text{threshold}}} - \frac{N_u-1}{N_h \beta}} \leq \text{SNR}_{\text{threshold}}. \quad (17)$$

(3) 为了保证系统中每个用户尽可能高速传输, 完成 (1) 和 (2) 后需要筛选出  $N_s \times N_h$  相对较小的组合, 此时应满足如下条件:

$$\text{MIN} [N_s \times N_h] \leq N_s \times N_h \leq \text{MIN} [N_s \times N_h] + 3. \quad (18)$$

(4) 完成 (1)~(3) 步后还需要对  $N_s$  和  $N_h$  组合进行最后的筛选. 因为  $N_s$  过大, 每比特发射的脉冲就会越多, 会增大总的发射功率, 而  $N_h$  过大会增加编码器设计复杂度. 为了权衡  $N_s$  和  $N_h$  的取值,

图 3 (网络版彩图) 采用 AMAM 方案与 FMAM 方案下  $N_u$  与  $R_b$  的关系Figure 3 (Color online) The relationship between  $N_u$  and  $R_b$  with AMAM scheme and FMAM scheme

尽量减少系统设计的复杂度, 本文规定在  $N_s \times N_h$  值相近的情况下选择出  $N_h^{N_s}$  取值最大的组合, 而且此时系统可分配给用户的 PN 码个数最多, 能够有效地减少码间串扰。

通过上述算法选出  $N_u$  对应的  $N_h$  和 SNR 组合方案, 即为最佳多址分配方案, 进而可求出对应的单用户比特速率  $R_b$  和平均功率值  $P_{ave}$ , 分别由式 (19) 和 (20) 得到。

$$R_b = \frac{1}{N_s N_h T_c}, \quad (19)$$

$$P_{ave} = \frac{N_s \times \text{SNR} \times N_0}{T_c}. \quad (20)$$

## 4 性能仿真与分析

根据上节提出的自适应多址分配方案, 本节将通过仿真对比分析采用 AMAM 方案与 FMAM 方案下, 系统中每用户信息速率  $R_b$  和平均功率  $P_{ave}$  随接入用户数  $N_u$  的变化情况。

仿真参数设置如下:  $\beta = 8$ ,  $\text{BER} = 10^{-4}$ ,  $f_c = 10 \text{ GHz}$ ,  $N_0 = -163.504 \text{ dBm/Hz}$ ,  $\text{SNR}_{\text{threshold}} = 15 \text{ dB}$ . FMAM 采用固定参数配置, AMAM 则根据接入用户数的变化实时选择适合用户数  $N_u$  的最佳多址分配方案。

### 4.1 用户数 $N_u$ 与信息速率 $R_b$ 的关系对比

$R_b$  的值反映了芯片内/间进行数据传输的快慢程度. 图 3 所示为采用 AMAM 方案与 FMAM 方案下  $N_u$  与  $R_b$  的关系. 若  $R_{bi}$  表示第  $i$  种 FMAM 下系统的单用户速率值, 则从仿真结果可以看出: 只要  $N_{si}$  和  $N_{hi}$  确定,  $R_{bi}$  是恒定的, 且取值大小与  $N_{si} \times N_{hi}$  的值成反比, 而与  $N_u$  无关. 另外对于每种 FMAM, 都对应一个保证系统通信质量可靠时所能承受的最大用户数  $N_{u \max i}$ , 一旦接入用户数超过该临界值, 系统通信质量将不再保证. 例如采用 [SNR=15 dB,  $N_s N_h(3,4)$ ] 的 FMAM, 虽然  $R_{b1} = 833 \text{ Mbps}$  具有较高的传输速率, 但只能保证接入用户数小于 6 时的系统通信质量, 不适用于用户较多的系统. 而采用 [SNR=15 dB,  $N_s N_h(4,20)$ ] 的 FMAM, 虽然能够保证  $N_u$  超过 40 时系统的传输质量, 但

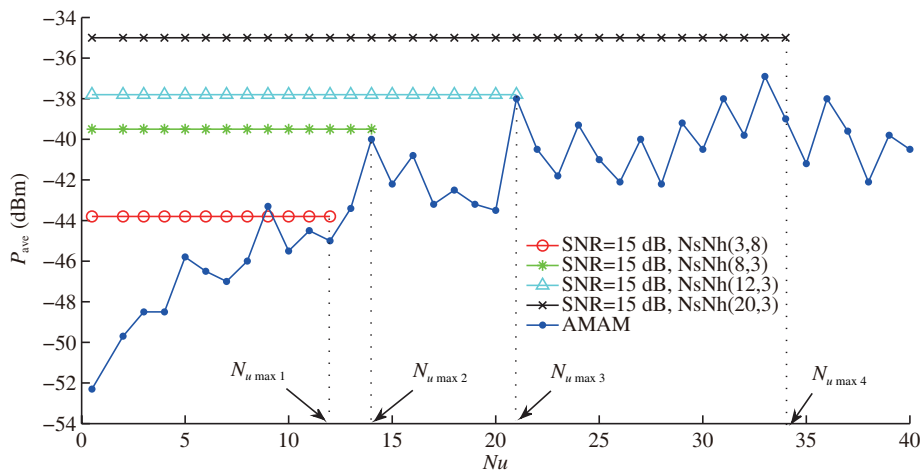


图 4 (网络版彩图) 采用 AMAM 方案与 FMAM 方案下  $N_u$  与  $P_{ave}$  的关系

Figure 4 (Color online) The relationship between  $N_u$  and  $P_{ave}$  with AMAM scheme and FMAM scheme

其速率只能达到  $R_{b4} = 125$  Mbps, 若系统中接入的用户数较少时, 又将造成速率资源的浪费. 相比而言 AMAM 方案会根据  $N_u$  的变化自适应选择最佳资源分配方案, 适当调整  $R_b$  的取值, 在保障系统通信可靠的前提下充分利用系统资源, 克服了 FMAM 资源分配不均的劣势, 并能维持比前者相对更高的传输速率.

#### 4.2 $N_u$ 与平均功率 $P_{ave}$ 的关系

平均功率  $P_{ave}$  的值反映了芯片内/间无线互连系统的能耗水平, 图 4 所示为采用 AMAM 方案与 FMAM 方案下  $N_u$  与  $P_{ave}$  的关系. 图中每种 FMAM 方案对应一个固定的  $P_{ave}$ , 当每脉冲 SNR 一定时,  $P_{ave}$  的大小只与脉冲个数  $N_s$  成正比. 例如对于速率相同的 FAMA, 如  $[SNR = 15 \text{ dB}, N_s N_h(3,8)]$  和  $[SNR = 15 \text{ dB}, N_s N_h(8,3)]$ , 前者对应的  $P_{ave}$  要低于后者. 另外与 4.1 小节所述一致, 每种 FMAM 还都对应一个保证系统通信可靠时所能容纳的最大用户数  $N_{u \max i}$ . 例如当  $SNR = 15 \text{ dB}$  时,  $N_s N_h(3,8)$ ,  $N_s N_h(8,3)$ ,  $N_s N_h(12,3)$  和  $N_s N_h(20,3)$  方案对应的  $N_{u \max i}$  分别为 12, 14, 21 和 35. 但是采用 FMAM 的弊端是只有当  $N_u = N_{u \max i}$  时, 系统资源才能得到充分利用; 若  $N_u < N_{u \max i}$ , 会使系统浪费过多的能量资源; 若  $N_u > N_{u \max i}$ , 则又不能满足保证系统可靠的要求. 而在 AMAM 方案中, 功率  $P$  会根据系统接入用户数量的大小及时的进行调整, 当  $N_u$  减少时会降低功率,  $N_u$  增加时会适当的增加功率抵抗 MUI, 使系统总能耗保持在相对平衡的状态, 相比 FMAM 方案具有较高的能量利用率.

虽然采用 AMAM 方案在一定程度上增加了芯片设计的复杂度, 但随着硬件设计水平的不断提升, 其复杂度代价不会成为束缚因素. 但其在速率和功率资源分配方面优势明显, 能够最大限度的利用系统资源, 并能够减轻系统因接入用户数随机变化产生的随机性噪声干扰问题. 因此将其应用于 WCAN 是十分必要且可行的.

## 5 结论

芯片内/间无线互连技术是近年国际上的研究热点, 随着 5G 技术的推广, WCAN 正成为 5G 超密集组网的应用场景之一. 为解决 WCAN 中的多用户网络通信问题, 本文分析了 TH-PPM 多址调制下



WCAN 的多用户干扰特性, 提出了系统误码性能分析模型, 在此基础上通过权衡通信质量、速率和功耗, 设计了适用于 WCAN 的自适应多址方案. 性能仿真与分析结果显示, 在本文的假设前提下, 当用户数小于 5 个时, 可以实现 1 Gbps 以上的用户体验速率, 平均功率可以保持在  $-46$  dBm 以下. 随着用户数的不断增加, 信息传输速率和平均功率自动调整, 当用户数为 40 个左右时, 信息传输速率仍可以保持百兆 bps, 平均功率在  $-40$  dBm 上下的范围内波动. 本方案在确保芯片内/间无线互连可靠的同时, 合理地分配系统资源, 有效地提高了系统容量和传输性能, 同时, 该方案也具有较低的实现复杂度和功耗. 本文的研究为今后 WCAN 中多用户大容量的多址通信提供了重要的参考.

## 参考文献

- 1 IMT-2020(5G) Promotion Group. The white paper of 5G wireless technology architecture. 2015-05
- 2 Chin W H, Fan Z, Haines R. Emerging technologies and research challenges for 5G wireless networks. *Wirel Commun*, 2014, 21: 106–112
- 3 Chen Z M, Zhang Y P, Hu A Q, et al. Bit-error-rate analysis of UWB radio using BPSK modulation over inter-chip radio channels for wireless chip area networks. *IEEE Trans Wirel Commun*, 2009, 8: 2379–2387
- 4 Sipal V, Gelabert J, Stevens C J, et al. Adaptive OFDM for wireless interconnect in confined enclosures. *IEEE Wirel Commun Lett*, 2013, 2: 507–510
- 5 Yeh H H. Developments of 60 GHz antenna and wireless interconnect inside multi-chip module for parallel processor system. Dissertation for Ph.D. Degree. Tucson: University of Arizona, 2013
- 6 Chiang P Y, Woracheewan S, Hu C H, et al. Short-range, wireless interconnect within a computing chassis: design challenges. *IEEE Design Test Comput*, 2010, 27: 32–43
- 7 Jung B, Yue C P. Trends and outlook of wireless I/O's for short-range connectivity and beyond. In: 2011 IEEE International Symposium on Radio-Frequency Integration Technology (RFIT), Beijing, 2011. 33–36
- 8 Deb S, Ganguly A, Pande P P, et al. Wireless NOC as interconnection backbone for multicore chips: promises and challenges. *IEEE Emerg Sel Topics Circuits Syst*. 2012, 2: 228–239
- 9 Peng J T, Li X H. The system performance of 60 GHz wireless interconnection between the chip with Rake receiver. *J Telecommun Tech*, 2014, 54: 1424–1429 [彭江涛, 李学华. 60 GHz 芯片间无线互连系统中的 Rake 接收性能. *电讯技术*, 2014, 54: 1424–1429]
- 10 Li X H, Shen S Y. The system performance analysis of convolution code in 60 GHz wireless interconnection between the chip. *J Telecom Sci*, 2015, 31: 2015111 [李学华, 申思雨. 卷积码在 60 GHz 芯片间无线互连系统中的性能分析. *电信科学*, 2015, 31: 2015111]
- 11 Jiang B T. Research on technologies of antenna for small wireless devices and directional antenna on chip. Dissertation for Ph.D. Degree. Shanghai: Shanghai Jiao Tong University, 2009
- 12 Kim K. Design and characterization of RF components for inter and intra-chip wireless communications. Dissertation for Ph.D. Degree. Gainesville: University of Florida, 2000
- 13 Foulon S, Pruvost S, Loyez C, et al. A 10 GBits/s 2.1 pJ/bit OOK demodulator at 60 GHz for chip-to-chip wireless communication. In: 2012 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS), Santa Clara, 2012. 291–294
- 14 Afroz S, Amir M F, Saha A, et al. A 10Gbps UWB transmitter for wireless inter-chip and intra-chip communication. In: 2010 International Conference on Electrical and Computer Engineering (ICECE), Dhaka, 2010. 104–107
- 15 Kubota S, Sasaki N, Kikkawa T, et al. 5 Gbps BPSK CMOS transmitter with on-chip antenna using Gaussian monocycle pulses. In: IEEE Custom Integrated Circuits Conference (CICC), San Jose, 2011. 1–4
- 16 Chang M C F, Verbaughede I, Chien C, et al. Advanced RF/baseband interconnect schemes for inter-and intra-ULSI communications. *IEEE Trans Electron Devices*, 2005, 52: 1271–1285
- 17 Vijayakumaran V, Yuvaraj M P, Mansoor N, et al. CDMA enabled wireless network-on-chip. *ACM J Emerging Tech Comput Syst (JETC)*, 2014, 10: 28
- 18 Raju S, Salahuddin S M, Islam M S, et al. DSSS IR UWB transceiver for intra/inter chip wireless interconnect in future ULSI using reconfigurable monocycle pulse. In: IEEE International Conference on Computer and Communication Engineering (ICCC), Kuala Lumpur, 2008. 306–309
- 19 Saha P K, Sasaki N, Kikkawa T. A CMOS UWB transmitter for intra/inter-chip wireless communication. In: 2004

- IEEE 8th International Symposium on Spread Spectrum Techniques & Applications, Australia, 2004. 962–966
- 20 He J, Zhang Y P. A CMOS ultra-wideband impulse radio transceiver for interchip wireless communications. In: 2007 IEEE International Conference on Ultra-Wideband, Singapore, 2007. 626–631
- 21 Scholtz R A. Multiple access with time-hopping impulse modulation. In: Military Communications Conference, Boston, 1993. 447–450
- 22 Gabriella M, Benedetto D, Giancola G. Understanding ultra wide band radio fundamentals. Rome: Pearson Education Inc, 2004
- 23 Qiu H B, Zheng L. New method of BER calculate for impulse-UWB TH-PPM multiple-access communications. J Commun, 2005, 10: 133–137
- 24 Chou H S, Zheng L. The calculation method of the bit error rate of UWB system with multiple access communication. J Commun, 2006, 26: 133–137 [仇洪水, 郑霖. 脉冲超宽带 TH-PPM 多址通信的误比特率计算方法. 通信学报, 2006, 26: 133–137]
- 25 Le Boudec J Y, Merz R, Radunovic B, et al. A MAC Protocol for UWB Very Low Power Mobile Ad-Hoc Networks Based on Dynamic Channel Coding with Interference Mitigation. LCA-REPORT-2004-029. 2004
- 26 Biradar G S, Merchant S N, Desai U B. An adaptive frequency and time hopping PPM UWB for multiple access communication. In: IEEE 6th International Conference on Information, Communications & Signal Processing, Singapore, 2007. 1–5

## A novel adaptive multiple-access scheme for wireless chip area network

Xuehua LI\*, Yongbin ZHANG & Yiwen WANG

*School of Information & Communication Engineering, Beijing Information Science and Technology University, Beijing 100101, China*

\*E-mail: lixuehua@bistu.edu.cn

**Abstract** As one of the scenarios extracted by the IMT-2020, the dense regions of high-speed mobile broadband business is to achieve a 1-Gbps rate of user experience, so a physical and networking technology breakthrough is urgently needed. As one of the applications of a 5G super-dense network, WCAN has promising research potential with its characteristics of low complexity and large throughput. Focusing on the issue of multi-user network communication in WCAN, an adaptive time-hopping pulse-position modulation (TH-PPM) multiple-access scheme is proposed. First, the BER performance of a TH-PPM multiple access system is analyzed. Then an intelligent multiple-access transmission mechanism is designed to choose the appropriate monopulse signal-to-noise ratio (SNR), BER, and transmission rate in a WCAN. Finally, the performance of the WCAN is analyzed through simulation and compared with fixed multiple-access technology. The results show that with regard to ensuring the wireless interconnection quality of service (QoS) of an intra/inter chip, this scheme can allocate system rate and power resources properly. When the number of users is small, this system can realize a user experience rate above 1 Gbps. When the number of users increases, the information transmission rate and average power will automatically adjust to guarantee QoS. This can improve the transmission performance of the system and solve the shortcomings of fixed multiple-access technology such as uneven resource distribution and unstable performance of the system. The results provide a reference for multi-user multiple-access communication with large capacity.

**Keywords** 5G technology, IMT-2020, chip wireless interconnection, wireless chip area network, adaptive, TH-PPM



**Xuehua LI** was born in 1977. She received her Ph.D. from Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing, in 2008. She is currently a vice president of the School of Information & Communication Engineering, Beijing Information Science and Technology University. Her research interests include physical layer key technologies with wireless communications.



**Yongbin ZHANG** was born in 1991. He is received his B.S. in Communication Engineering from North China Institute of Science and Technology. Currently he is working toward his M.S. at the School of Information & Communication Engineering, Beijing Information Science and Technology University. His research interests include physical layer key technologies with 60-GHz wireless communications.



**Yiwen WANG** was born in 1990. He received his M.S. from the School of Information & Communication Engineering, Beijing Information Science and Technology University. His research interests include pre-research of 5G technology.