

802.11n 与 ZigBee 共存: 子载波置零多输入多输出物理层模型

赖新宇*, 赵增华, 吴璇璇

(天津大学 计算机科学与技术学院, 天津 300072)

(*通信作者电子邮箱 15122211137@163.com)

摘要: 针对 802.11n 与 ZigBee 共享 ISM 频段造成的 WiFi 与 ZigBee 信道重叠, 进而导致网络间相互干扰使得网络性能下降, 以及当前载波侦听多路访问/冲突避免 (CSMA/CA) 可能导致的频谱资源利用率较低的问题, 提出一个采用子载波置零技术的 2×2 非相干多输入多输出 (MIMO) 物理层模型。该模型中, 为了避免共信道干扰, WiFi 发送端在发送数据前首先对其当前使用的信道中可能存在的 ZigBee 信号进行检测, 若检测到 ZigBee 信号则对已被占用的频谱对应的子载波置零, 使用余下频谱不重叠子载波进行通信。接收端对发送端使用的子载波进行识别, 并完成后续工作。通过使 WiFi 与 ZigBee 信号频谱分离来消除信号间干扰, 解决两者共存问题, 实现 WiFi 与 ZigBee 数据并行传输。在由 GNURadio/USRP 软件无线电设备和 ZigBee 节点搭建的实验床上进行的实验结果表明, 采用子载波置零技术的 2×2 非相干 MIMO 可以获得全带宽发送状态下 50% ~ 70% 的吞吐量, 同时在数据并行传输过程中 ZigBee 的正确收包百分比达到 90% 以上。

关键词: 多输入多输出; ZigBee; 子载波置零; 软件无线电; 异构网络共存

中图分类号: TP393.17 **文献标志码:** A

Physical layer model for 802.11n-ZigBee coexistence: subcarrier-nulling multi-input multi-output

LAI Xinyu*, ZHAO Zenghua, WU Xuanxuan

(School of Computer Science and Technology, Tianjin University, Tianjin 300072, China)

Abstract: In view of the problem of a sharp fall on network performance due to network interference caused by channel overlapping aroused by ISM (Industrial Scientific Medical) band shared between WiFi and ZigBee, and severe spectrum underutilization induced by the current CSMA/CA (Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance) mechanism, a subcarrier-nulling 2×2 noncoherent antenna MIMO (Multi-Input Multi-Output) PHY (Physical Layer) model was proposed in this paper. In this model, to avoid co-channel interference, a WiFi transmitter needs to detect ZigBee signals appearing in its adopted channel before data transmission, and if any, this transmitter will null the subcarriers within the spectrum occupied by ZigBees, and take advantage of the rest subcarriers to transmit its packets. The receiver needs to identify the subcarriers used by the transmitter, and finish the follow-up work. By this means, interference will be eliminated by signal spectrum separation, thus achieving the goal of heterogeneous network coexistence and making parallel data transmission available. The experiments were run on the test bed composed of GNURadio/USRP platform and ZigBee nodes, and the experiment results show that subcarrier-nulling enabled 2×2 noncoherent antenna MIMO to gain 50% – 70% throughput of that in the full bandwidth scenario, and during parallel data transmission ZigBee's valid received packets ratio is at least 90%.

Key words: Multi-Input Multi-Output (MIMO); ZigBee; subcarrier-nulling; Software Defined Radio (SDR); heterogeneous network coexistence

0 引言

各式各样的无线网络已经在城市中得到大规模部署, 比如无线局域网 (Wireless Local Area Network, WLAN), 即 WiFi 和 ZigBee。与传统 802.11b/g 相比, 802.11n 对媒体访问控制 (Medium Access Control, MAC) 层和物理层作了改进, 主要包括多输入多输出 (Multi-Input Multi-Output, MIMO)、帧聚合和信道绑定^[1]。ZigBee 是基于 IEEE 802.15.4 标准的局域网协议, 是一种短距离、低功耗的无线通信技术^[2]。ZigBee 具有近

距离、低复杂度、自组织、低功耗和高数据率等特点, 主要适用于自动控制和远程控制领域。无论是 WiFi 还是 ZigBee, 它们都工作在无需授权的 2.4 GHz ISM (Industrial Scientific Medical) 频段, 两者信道在该频段的分布情况如图 1。不难看出, 两种网络的信道可能存在重叠的情况, 比如 ZigBee 的 11 信道和 WiFi 的 1 信道。当网络规模较小, 通信节点密度较稀时, 可以将 ZigBee 节点使用的信道和 WiFi 节点的信道错开来避免网络间的相互干扰。但在节点大规模部署的情况下, 这两种网络的信道发生重叠将不可避免。由于 WiFi 节点和

收稿日期: 2014-07-17; 修回日期: 2014-08-28。 基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (610172063)。

作者简介: 赖新宇 (1989-), 男, 广西玉林人, 硕士研究生, 主要研究方向: 多输入多输出技术、软件无线电、异构网络共存; 赵增华 (1974-), 女, 河南南乐人, 副教授, 博士, CCF 高级会员, 主要研究方向: 长距离无线网状网络、无线网络编码、多输入多输出技术、物联网、网络协议和系统设计; 吴璇璇 (1990-), 女, 湖南娄底人, 硕士研究生, 主要研究方向: 长距离无线网络编码、异构网络共存。

ZigBee 节点的发送功率不同,按照它们彼此能否通过空闲信道评估(Clear Channel Assessment, CCA)检测到对方是否在传输数据,将节点周边区域分为对称区域和非对称区域。若 ZigBee 节点位于对称区域, WiFi 节点和 ZigBee 节点可以相互感知;而在非对称区域中, ZigBee 节点可以感知到 WiFi 节点是否在发送数据,而 WiFi 节点却感知不到 ZigBee 节点。现有研究表明, WiFi 干扰会导致 ZigBee 网络的丢包率高达 58%^[3],反过来 ZigBee 的重业务量也会对 WiFi 造成严重干扰,导致约 50% 左右的网络丢包率^[4]。

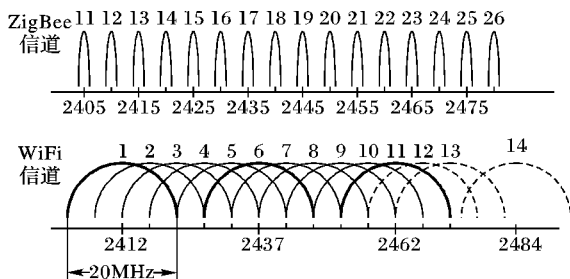


图1 ISM 频段频谱范围示意以及 WiFi 与 ZigBee 的信道分布

Gummadi 等^[5]对异构网络在同一频段的共存问题提出了一种较好的解决办法——Metronome(节拍器),它根据异构网络在吞吐率、丢包率等性能上给出的限定条件,自动合理地分配网络中发送节点的信道和带宽,选择合适的发送功率等,使得各异构网络之间的相互干扰最小化。但是,这种方法只适用于静态网络,当有移动节点加入或离开网络时,就需要对网络重新进行初始化,分配各个参数,这降低了整个网络的性能。

针对多跳 ZigBee 节点路径中某区域受同频段 WiFi 影响的情况, Won 等^[6]提出通过在该区域中动态改变 ZigBee 工作信道,使其与 WiFi 信道相互正交,进而解决两者共存的问题。该方法是在发生冲突后才进行调整的,故不适合突发数据,同时也需要一定的额外时间来进行扫描和信道重新配置。

Zhang 等^[7]提出 Cooperative Busy Tone (CBT) 机制:在 WiFi 发送节点附近添加额外的 ZigBee 节点,当位于非对称区域的 ZigBee 节点使用与该 WiFi 节点信道重叠的 ZigBee 信道发送数据时,额外的 ZigBee 节点跳频到同被该 WiFi 信道覆盖的另一 ZigBee 信道上发送信号,使得 WiFi 节点检测到其信道忙进而退避。CBT 机制通过提高 ZigBee 节点的可见性来避免网络冲突的发生。但该方法中每个 WiFi 节点周围都需要额外增加一个 ZigBee 节点,这可能会带来较大的额外开销。

本文从物理层出发,针对对称区域中 ZigBee 节点与 WiFi 节点由于信道重叠所产生的相互干扰问题,提出子载波置零(subcarrier-nulling)技术的 2×2 非相干 MIMO 物理层模型(下文简称为子载波置零 MIMO),通过避免两种网络信号频谱重叠实现两者更好的共存,并提高频谱利用率。本文首先描述子载波置零 MIMO 模型并论述运用该技术所遇到的挑战;然后针对需要解决的问题提出相应的解决方案;最后,本文在开源软件无线电平台 GNURadio/USRP 上验证其可行性并通过通用软件无线电外设(Universal Software Radio Peripheral, USRP)设备和 ZigBee 节点搭建的实验床检验其效果。

1 子载波置零 MIMO 模型及其挑战

当前 802.11 协议使用载波侦听多路访问/冲突避免(Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance, CSMA/CA)来避免同一信道上不同发送节点间的冲突。但是, CSMA/CA 机制是将整个信道作为单个频谱块进行载波监听和数据发送的,即便只是信道的部分频谱被占用,发送节点仍然推迟数据发送。因此,当 ZigBee 信道与 WiFi 信道重叠时,尽管单个 ZigBee 信道带宽为 5 MHz(将 ZigBee 信道间的保护间隔计算在内),仅为一个 20 MHz WiFi 信道的 1/4,若 WiFi 节点数据发送前检测到 ZigBee 信号,它仍将推迟信道接入以避免冲突发生,如图 2(a)所示。在这种情况下,未被占用的带宽被浪费, WiFi 节点在退避期间无法发送数据;若此时 WiFi 节点选择发送数据,其信号将与 ZigBee 信号产生碰撞,影响各自网络的通信。本文提出子载波置零 MIMO 物理层模型,它建立在被 802.11g/n 协议使用的正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)物理层基础上。OFDM 中一个信道由许多被称为子载波(subcarrier)的小频谱单位构成,子载波置零 MIMO 使 WiFi 发送节点可以选择其信道中的部分子载波进行数据发送。根据单个 ZigBee 信道和 WiFi 信道带宽之比为 1:4 这一事实,子载波置零 MIMO 将一个 WiFi 信道划分为 4 个宽度为 5 MHz 的子信道,每个子信道包含 16 个子载波^[8-9]。WiFi 发送端在发送数据前需要分别对其四个子信道内可能出现的 ZigBee 信号进行检测,识别 ZigBee 节点使用的信道的中心频率。若其中某些子信道被 ZigBee 占用,则对这些子信道上的子载波置零,同时利用余下空闲子信道发送数据(图 2(b));若所有子信道皆空闲,则使用整个 WiFi 信道发送数据。WiFi 接收端利用自相关性算法检测数据包的到达^[10-11],并通过交叉相关性计算判定发送端使用的子信道,最后从相应的子载波上解码其携带的信息比特,封装成帧,完成通信过程。本方法通过避免信号频谱重叠来消除 WiFi 和 ZigBee 网络间的干扰,实现两者共存,与此同时数据并行传输也提高了频谱的利用率。

实现上述方案,主要有 3 个挑战:1) WiFi 发送端如何识别当前 ZigBee 节点所使用的信道以及如何决定使用哪些子载波进行数据传输;2) 被占用子信道上子载波置零的实现;3) WiFi 接收端如何对发送端所使用的频谱进行识别。本文将在下一章对上述挑战提出相应的解决方案。

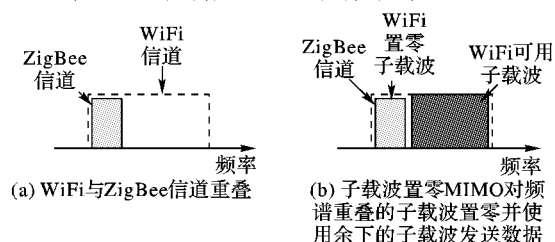


图2 WiFi 与 ZigBee 信道重叠及 WiFi 子载波置零示意图

2 子载波置零 MIMO 系统实现

2.1 空分复用 在 GNURadio/USRP 上的实现

本文在开源软件无线电(Software Defined Radio, SDR)平台 GNURadio/USRP 上实现了一个非相干 2×2 空分复用-多

输入多输出 (Space Division Multiplexing-MIMO, SDM-MIMO, 下文简记 SDM) 系统。在发送端,映射模块将从上层获取的数据比特流通过特定调制方式 (如二进制相移键控 (Binary Phase Shift Keying, BPSK)) 的星座图映射为复数流,并经过 OFDM 调制成为 OFDM 码元,与此同时使用标志位标记该码元是否为一个数据帧的开始。OFDM 调制实际上是一个将复数数据映射为复数向量的过程,每个向量分量对应一个子载波。本文中 SDM 使用 64 个子载波,其中左右各 6 个用作保护间隔,最中间的两个也不用于承载数据信息。随后,分流器将得到的 OFDM 码元通过排列组成两路不同的数据流:假设对 OFDM 码元从 0 开始依次编号,将偶数编号的码元映射到数据流 flow 0,将奇数编号的码元映射到 flow 1。之后工作依次是,借助标志位分别在两个数据流的特定位置插入前导码 (包括短训练序列 (Short Training Field, STF) 和长训练序列 (Long Training Field, LTF)),进行逆傅里叶变换 (Inverse Fast Fourier Transform, IFFT),添加循环前缀 (Cyclic Prefix, CP),调整幅值等,最后由 USRP 设备将数据发送到信道^[9]。发送端的两台 USRP 设备分别发送两个不同的数据流。假若将某码元时间 t 内这两个数据流对应的码元分别记作 x_1 和 x_2 ,则发送信号 \mathbf{X} 可以表示为:

$$\mathbf{X} = [x_1 \quad x_2]^T \quad (1)$$

在接收端两路时域采样信号经过滤波后进入同步和频率偏移修正模块进行帧同步并校正小数倍频偏移,该模块同时输出一路标志位以标记帧起始位置。后续工作分别是去除循环前缀 CP,正向快速傅里叶变换 (Fast Fourier Transform, FFT),整数倍频率偏移 (integer frequency offset) 校正,信道均衡。信道均衡对收到的码元进行修正,假设用 y_i 表示第 i 根接收天线上收到的信号,则 y_i 可以表示为:

$$\begin{cases} y_1 = h_{11}x_1 + h_{12}x_2 + z_1 \\ y_2 = h_{21}x_1 + h_{22}x_2 + z_2 \end{cases} \quad (2)$$

将式(2)转换为矩阵的形式,有:

$$\mathbf{Y}_N = \mathbf{H}_{N \times M} \mathbf{X}_M + \mathbf{Z}_N \quad (3)$$

其中: $\mathbf{Y}_N = [y_1 \quad y_2]^T$ 表示两个 USRP 设备上收到的信号,

$\mathbf{Z}_N = [z_1 \quad z_2]^T$ 表示高斯白噪声, $\mathbf{H}_{N \times M} = \mathbf{H}_{2 \times 2} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix}$

表示信道系数矩阵^[12-13]。在多根天线上发送多个数据流时,如果接收天线间的距离大于波长的一半,那么认为天线接收到的信号所经历的衰落是不相关的。当两两天线之间的衰落不相关时,信道系数矩阵 $\mathbf{H}_{N \times M}$ 可逆,则接收方对发送码元的估计 $\hat{\mathbf{X}}$ 可以表示为:

$$\hat{\mathbf{X}} = \mathbf{H}_{N \times M}^{-1} \mathbf{Y}_N = \mathbf{X}_M + \mathbf{H}_{N \times M}^{-1} \mathbf{Z}_N \quad (4)$$

经过信道均衡后解调器对码元解调并重组数据包,系统依靠包头和尾部的 CRC 检验码对数据包进行检验^[9]以检查是否出错,完成通信过程。

2.2 子载波置零以及前导码设计

实现子载波置零需要在发送端对 OFDM 调制作相应的修改:发送端仅将调制后得到的复数映射到被正常用于传输数据的子载波上,而需要置零的子载波将承载复数 0 信号 (即 $0 + 0i$),使其相应频谱上获得零能量。

除 OFDM 调制外,本文还对数据帧的前导码进行了调整。前导码包括短训练序列 (STF) 和长训练序列 (LTF) 两部分。按照 802.11 协议规定,STF 持续 $8 \mu s$ 并占据所有 64 个子载波。从频域角度考虑,STF 由一个非零随机复数序列生成,OFDM 每四个子载波承载该序列的一个元素,其余子载波上的元素被设为 0。由于频域离散化和时域周期之间的二元性,STF 对应的时域信号是一个每 16 个复数样本重复一次的周期信号,或者说是一个以 16 为周期的周期序列。接收端对前 16 个和后 16 个复数采样值进行自相关性计算 (self-correlation),当且仅当前后两个连续的样本序列相匹配时,计算结果将取得一个明显的峰值,而噪声或者普通时域上的采样不存在类似的特点,因此可以将其作为找到前导码的依据^[12,14]。又 STF 在时域上的周期性,当该峰值持续一段时间时,表征着帧的到来。使用子载波置零时,被置零子载波上对应的 STF 元素为零^[9],这将导致 STF 中非零元素的个数减少。例如,当使用 1/4 带宽时,48 个子载波被置零,16 个子载波用于传输数据 (不考虑用于保护间隔的子载波),则 STF 中至多只有 4 个非零子载波,这可能会导致接收端无法得到足够大的自相关性计算结果。为了不影响帧同步,本文将子载波置零 SDM 使用的 STF 拓展为以 2 为周期的信号,即每两个子载波承载一个非零随机复数序列元素,则其对应的时域信号是以 32 为周期的信号。经过拓展后,即使是在 1/4 带宽的情况下仍然有 8 个非零子载波,提高了 STF 对噪声的抗干扰能力,保证接收端能获得足够大的相关性计算结果。由于 MIMO 发送方使用多根天线同时发送信号,则每个接收天线收到的信号都是来自所有发送天线信号的混合 (见 2.1 节)。为了避免这种混合对帧同步造成影响,本文仅在第一根天线上传输 STF,在其余的天线上传输全 0 序列 (式(5)、(7))。

除 STF 外,前导码中还包含 LTF。LTF 位于 STF 之后,被用于计算信道系数矩阵 \mathbf{H} ^[12]。LTF 由两个重复的由 1 和 -1 构成的随机序列组成,该序列长度为 64,分布在 64 个子载波上^[1]。为避免信号混合对信道估计造成影响,获得单一天线发送信号的衰减程度信息,本文对 LTF 作如下修改:在同一码元时间内,不同发送天线使用不同的子载波同时发送 LTF。假设总共有 N 根发射天线,第 k 根天线使用序号 i 满足 $i \% N = k$ 的子载波发送 LTF,接收方只估算这部分子载波上的信道系数,其余信道系数用线性差值进行补充。用作保护间隔以及被置零的子载波上相应的 LTF 元素被 0 取代^[9]。假设将拓展后的原始短训练序列记作 e_STF ,长训练序列记作 e_LTF ,将子载波置零 SDM 所使用的短训练序列记作 $preamble_for_tx0$ 和 $preamble_for_tx1$,长训练序列记作 ac_for_tx0 和 ac_for_tx1 ,分别对应两个数据空间流 flow 0 和 flow 1,则有:

flow0:

$preamble_for_tx0[i] =$

$$\begin{cases} e_STF[i], & i \in \{\text{用于传输数据子载波序号}\} \\ 0, & i \in \{\text{被置零子载波序号}\} \cup \{\text{保护间隔子载波序号}\} \end{cases} \quad (5)$$

$ac_for_tx0[i] =$

$$e_LTF[i], i = 2k \text{ 且 } i \in \{\text{用于传输数据子载波序号}\} \\ \begin{cases} 0, & i = 2k + 1 \text{ 或 } i \in \{\text{被置零子载波序号}\} \\ \cup \{\text{保护间隔子载波序号}\} \end{cases} \quad (6)$$

flow1;

$$preamble_for_tx1[i] = 0; i = 0, 1, 2, \dots, 63 \quad (7)$$

$$ac_for_tx1[i] = \begin{cases} 0, & i = 2k \text{ 或 } i \in \{\text{被置零子载波序号}\} \\ & \cup \{\text{保护间隔子载波序号}\} \\ e_LTF[i], & i = 2k + 1 \text{ 且 } i \in \{\text{用于传输数据子载波序号}\} \end{cases} \quad (8)$$

其中: i 的取值范围为 0 到 63, k 取值范围为 0 到 31。需要特别说明的是, STF 除了用于帧同步和修正频率偏移外, 还被接收端用来对发送端使用的发送模式(见 2.3 节)进行判定, 具体问题将在 2.5 节阐述。

2.3 子载波置零发送模式

根据 ZigBee 信道与 WiFi 信道带宽比为 1:4, 本模型将一个 WiFi 信道划分为 4 个子信道。本文将发送端使用哪些子信道传输数据, 将哪些子信道的子载波置零称为发送模式。假如用一个“1”表示 WiFi 的某一个子信道用于发送数据, “0”表示其子载波被置零, 由此, 除去四个 WiFi 子信道全部被占用这一特殊情况, 得到 15 种发送模式, 对其排序依次为: “1111”、“0111”、“1011”、“1101”、“1110”、“0011”、“1001”、“1100”、“0110”、“0101”、“1010”、“0001”、“0010”、“0100”、“1000”。这样排序使得后面发送模式所使用的子载波不包含它前面任一发送模式所使用的全部子载波。在 2.5 节介绍的接收端识别发送端所用发送模式的算法中需要利用这一条件。

2.4 检测 ZigBee 节点所使用的信道以及判定发送模式

前文提到将一个 WiFi 信道划分为 4 个子信道, 每个子信道对应一个 ZigBee 信道(见图 1)。考虑到发送端所使用的信道中可能出现多个 ZigBee 信号, 本模型将单个 WiFi 子信道看作一个独立的频谱单位, 依次在每个子信道上进行 ZigBee 信号的检测。若在某个子信道上检测到 ZigBee 信号, 则将发送模式中该子信道对应的字符置为“0”, 表明其子载波需要进行置零处理; 若某个子信道空闲, 则该子信道用于 WiFi 数据传输, 发送模式中对应的字符被置为“1”。综合 4 个子信道的检测结果, 即可得到发送模式。由于 ZigBee 信号的能量要明显高于噪声, 利用这个特点, 通过对单个子信道的频域进行频谱扫描, 计算不同频率上信号的能量值, 检测算法利用这些信息可以计算出各个 ZigBee 信号的中心频率, 见算法 1。 $m.data$ 是一个保存了单个子信道频谱范围内 FFT 输出的模的平方的数组, 通过下标索引的方式($m.data[i_bin]$)可以获取对应于某个频率 $freq$ 上的信号模平方值。 $noise_floor_db$ 用来反映当前信道噪声, $power_db$ 则用来指示某个频率上信号能量大小。 $freq_arr$ 是一个保存了 $power_db$ 以及 $snr_indicator$ 都满足一定条件的频率的数组, 其元素实际上是系统认为可能出现了 ZigBee 信号的频率 $freq$, 最后 ZigBee 信道中心频率 $zigbee_center_freq$ 的计算即基于此数组。

算法 1

1) 求 $m.data$ 的最小值记作 $\min(m.data)$, 并计算 $noise_floor_db$:

$$noise_floor_db = 10 * \lg\left(\frac{\min(m.data)}{1\,000\,000}\right) \quad (9)$$

2) 对每个频率值 $freq$ 对应的 $m.data[i_bin]$, 计算 $power_db$ 和 $snr_indicator$:

$$power_db = 10 * \lg\left(\frac{m.data[i_bin]}{1\,000\,000}\right) - noise_floor_db \quad (10)$$

$$snr_indicator = \frac{power_db}{noise_floor_db} \quad (11)$$

3) 如果该 $freq$ 对应的 $power_db$ 和 $snr_indicator$ 都大于各自的阈值, 则将 $freq$ 保存到数组 $freq_arr$;

4) 重复 1) ~ 3), 直至对单个子信道的频谱完成一遍扫描;

5) 若 $size(freq_arr) > size_thresh$, 则计算 ZigBee 信道的中心频率 $zigbee_center_freq$:

$$zigbee_center_freq = \frac{freq_arr[20] + freq_arr[end - 19]}{2} \quad (12)$$

并将该子信道在发送模式中对对应位置置为“0”; 反之置为“1”。

为尽可能排除其他干扰的影响, 在计算 ZigBee 信道中心频率时算法 1 舍弃了 $freq_arr$ 数组的前 20 以及后 20 个元素。同时, 只有当数组 $freq_arr$ 足够大时, 算法才会对 $zigbee_center_freq$ 进行计算; 反之若数组元素较少, 算法 1 将认为 $freq_arr$ 中保存的是能量较大的噪声的频率信息, 此时应判定该子信道空闲。依次对四个子信道内的 ZigBee 信号作检测后, 发送端即可得到发送模式。本文在 3.1 节对算法 1 的准确度进行了测试, 结果显示其得到的 ZigBee 信号检测结果具有极高的准确性。

2.5 SDM 接收端对发送端所用的发送模式进行识别

本模型将 SDM 发送模式识别放到频域实现, 也就是在 FFT 之后。发送模式识别算法见算法 2, 它利用 STF 间的交叉相关性(cross-correlation)计算判定发送端所用的发送模式。在进行交叉相关性计算前, 算法 2 先对收到的 STF 码元进行修正, 目的是为了提高其在复杂无线环境中的识别准确度。 in 表示接收端收到的原始 STF 码元, $re_preamble$ 保存修正后的 STF, i 的取值对应了 52 个用于传输数据的子载波。数组 $negative$ 和 $positive$ 分别表示 e_STF 序列中取值 -1 和 1 的子载波序号的集合。复数 c 用来保存单个修正后的 STF 序列元素, $mode$ 保存最后的发送模式判定结果。

算法 2

计算 in 的各个元素的模并保存到数组 $norm_pre$;

求 $norm_pre$ 的最小值 \min_norm_pre 并计算 $subcarrier_noise_floor$;

计算收到的 STF 码元内各子载波对应的 $subcarrier_power_db[i]$;

for(int $i=6$; $i<58$; $i++$) { //对收到的 STF 进行“修正”

if(i 为偶数且 $subcarrier_power_db[i] > thresh_db$) {

if (i 是集合 $negative$ 的元素)

$c = \text{complex}(-1, 0)$;

else

$c = \text{complex}(1, 0)$;

```

    } else
    {
        c = complex(0, 0);
        re_preamble[i] = c;
    }
}
初始化最大相关性计算结果 max_result = 0;
for (int index = 1; index <= 15; index++) {
    获取模式 index 对应的 STF 并保存到 std_preamble;
    re_preamble 与 std_preamble 进行相关性计算, 结果保存到
    cross_result;
    if (cross_result >= max_result) {
        max_result = cross_result;
        mode = index;
    }
}

```

算法 2 中 $subcarrier_noise_floor$ 和 $subcarrier_power_db[i]$ 的计算公式如下:

$$subcarrier_noise_floor = 10 * \lg \left(\frac{min_norm_pre}{1\,000\,000} \right) \quad (13)$$

$$subcarrier_power_db[i] = 10 * \lg \left(\frac{norm_pre[i]}{1\,000\,000} \right) - subcarrier_noise_floor \quad (14)$$

经过信道后,接收天线收到的信号是 2 个发送天线信号的混合,因此算法 2 只需要在其中一个数据流上执行,再将判定结果告知另一数据流即可。本文将算法 2 放到 flow 0 执行。用于传输数据的子载波的能量要明显高于被置零子载波,同样在 STF 中,非零子载波的能量也要明显高于零子载波。算法 2 利用这个信息对接收到的 STF 码元进行校正,其基本过程是,利用 min_norm_pre 计算 $subcarrier_noise_floor$ 以反映被置零子载波的能量情况,同时通过计算每个子载波的 $subcarrier_power_db[i]$ 来获得各子载波上 STF 信号的能量信息。通过观察已知的 STF 序列,可以发现携带非零 STF 元素 (1 或者 -1) 的子载波必然同时满足以下 3 个条件:

- 1) 子载波序号为偶数,即 $i \% 2 = 0$;
- 2) 子载波信号能量较大,体现在 $subcarrier_power_db[i] > thresh_db$ 上;
- 3) 子载波序号 $i \in negative \cup positive$ 。

根据上述信息,算法可以对接收到的 STF 码元进行修正,还原 STF 码元。图 3 是根据某次接收到的“1100”模式的 STF 码元求得的 $subcarrier_power_db$ 的结果。从中可以观察到,零子载波的 $subcarrier_power_db$ 值要明显低于非零子载波的 $subcarrier_power_db$ 值。得到修正的 STF 码元 $re_preamble$ 后,依次与 15 种发送模式相对应的 STF 序列计算交叉相关性。由于这 15 种模式中可能会有多种模式使用的子信道包含了发送端所使用的全部子信道,导致这些模式对应的 STF 包含了接收到的 STF 的全部非零元素,使得交叉相关性计算结果出现多个相同的最大值。算法 2 采用 2.3 节的方式对发送模式进行排序,并把最后一个计算结果取得最大值的 STF 对应的发送模式判定为发送端使用的发送模式。例如,假设发送节点使用“1100”模式发送数据。由于模式“1111”、“1101”、“1110”和“1100”都使用了子信道 1 和 2,故其对应的 STF 都包含了“1100”模式的所有 STF 非零元素,所以这四个模式的 STF 与“1100”模式 STF 的交叉相关性计算结果取得相同的最大

值。算法按照 2.3 节的排列顺序依次将 $re_preamble$ 与相应模式的 STF 进行交叉相关性运算,最后一个最大值所对应的模式为“1100”,与发送端的发送模式相同,判断结果正确。见图 4。

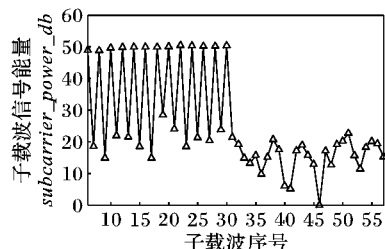


图 3 某个“1100”模式 STF 码元 $subcarrier_power_db$ 示意

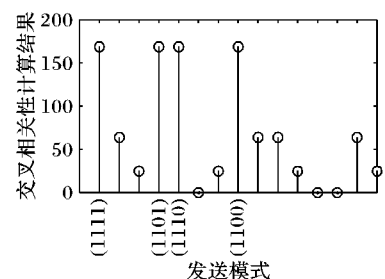


图 4 接收端使用 $re_preamble$ 与各模式 STF 的交叉相关性计算结果

3 性能评价

本文在 GNURadio/USRP 软件无线电平台实现了上述功能并对其进行测试。USRP 设备工作在 ISM 频段,它能将数字信号转换为模拟信号,并通过无线电波发送出去。与此同时,USRP 也能通过其射频 (Radio Frequency, RF) 前端接收模拟信号,在将其下变频为基带信号后传送至通用计算机进行数据帧的后续处理。本文实验所用的 USRP 设备型号为 N210,装备的子板型号是 RFX2400 和 XCVR2450^[15],计算机系统环境为 Ubuntu 12.04 LTS。部分实验参数见表 1。本章所有实验参数除特别说明外,均与表 1 相同。

表 1 部分实验参数设置

参数	值
实验场所	实验室
USRP 发送端与接收端距离	0.6 m
ZigBee 发送端与接收端距离	0.2 m
ZigBee 节点与 USRP 水平距离	0.5 m
SDM 调制方式	BPSK
SDM 数据流	2
SDM 接收端接收增益	30 dB
SDM 带宽	8 MHz

3.1 对 ZigBee 信号所在信道的检测

本节通过如下实验检测算法 1 的准确性:用一对 ZigBee 节点进行数据包的收发工作,并指定其工作信道。与此同时,在 USRP 上运行算法 1 的代码以对该 ZigBee 节点工作信道的中心频率进行检测。如 2.4 节所述,算法 1 是在单个 WiFi 子信道上运行的,因此 USRP 频谱扫描宽度设为 5 MHz。 $freq_gap$ 是衡量检测结果准确性的参数,它表示检测值 $ZigBee_center_freq$ 与实际 ZigBee 信道中心频率之间的频域距离 (取绝对值)。实验中 ZigBee 节点被固定在 26 信道 (中心

频率为 2 480 MHz), 算法 1 频谱扫描范围为 2 477 ~ 2 482 MHz。图 5 为算法 1 运行 100 次 $freq_gap$ 的累积分布函数 (Cumulative Distribution Function, CDF) 图。

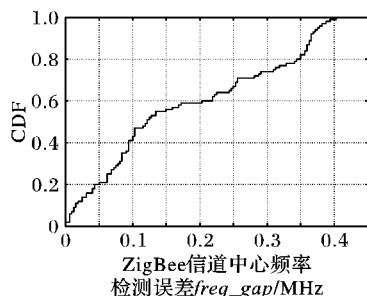


图5 ZigBee信道中心频率检测误差 $freq_gap$ 的累积分布函数

从图5中可以看到, 算法1的检测结果与实际 ZigBee 工作信道的中心频率误差在 ± 0.45 MHz 范围内的百分比为 100%。考虑到任意两个不同 ZigBee 信道的中心频率间隔至少为 5 MHz, 且其各信道的中心频率是固定的, 这样的检测精度能够很好地保证结果的正确性。

依次在 4 个子信道上进行 ZigBee 信号检测后, 发送端即可根据检测结果决定当前应该使用何种发送模式。表 2 列举了 7 种不同 WiFi-ZigBee 干扰情况下判断结果的准确率。从中可以看到, 在不同的干扰模式下, WiFi 发送端对其应该使用的发送模式作出正确判断的百分比为 100% (发送端判断正确百分比为正确判断次数占总判断次数的比例)

表2 部分 WiFi-ZigBee 信道分布下 WiFi 发送模式选择准确率

WiFi 信道	ZigBee 信道	正确的发送模式	WiFi 发送端判断正确百分比/%
13	26	1110	100
13	24	1011	100
13	23, 24	0011	100
13	23, 25	0101	100
13	23, 24, 25	0001	100
13	24, 25, 26	1000	100
13	23, 24, 25, 26	0000	100

3.2 MIMO 接收端对 MIMO 发送端所用发送模式的识别

本节就 MIMO 接收端识别 MIMO 发送端所用发送模式的准确性进行测试。发送模式的检测是以单个数据包为粒度的, 即对于每一个数据包都需要判定发送端使用的发送模式。实验对发送端的发送模式进行指定并发送一定数量的数据包 (1 000 到 10 000 个不等), 接收端使用算法 2 对发送模式进行识别并记录识别正确的数据包的个数。由于一个 WiFi 信道中可能存在多个 ZigBee 信号, 故 WiFi 发送端可以使用的带宽为原来的 3/4、1/2 和 1/4。但 3.3 节的实验结果表明, 若 WiFi 仅使用 1/4 带宽发送数据, 即当前 WiFi 信道中同时存在 3 个 ZigBee 信号, WiFi 的吞吐量将受到较大影响: 低于全带宽吞吐量的 5%。因此, 为保证通信质量, 在检测到 3 个 WiFi 子信道同时被占用后, WiFi 发送端应选择退避。出于上述原因, 本文仅对 WiFi 采用 1/2、3/4 以及全带宽的情况测试算法 2 的准确率。实验中发送模式“1100”和“0011”作为 1/2 带宽的测试对象, “1110”和“1101”作为 3/4 带宽的测试对象, “1111”作为全带宽的测试对象。WiFi 信道中心频率设为 2 490 MHz, 信干噪比 (Signal to Interference and Noise Ratio, SINR) 约为 27 dB。实验结果如图 6 所示。

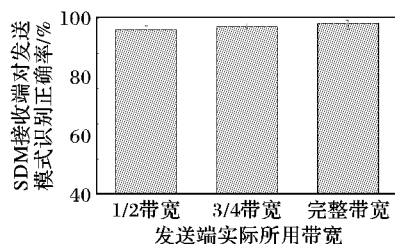


图6 在不同带宽下接收端检测发送端所用发送模式的正确率

由图6, 1/2 带宽、3/4 带宽和完整带宽下发送模式识别平均正确率可分别达到 93%、95% 和 97%, 说明算法 2 具有较高的识别准确度。

通过改变 WiFi 发送端的发射幅值以及发送端与接收端间的距离可获得不同的信干噪比环境, 以便测试不同 SINR 下算法 2 的准确性。在某一 SINR 条件下, 对不同的信道带宽, 发送端分别选择多种发送模式发送一定数量的数据包, 接收端分别统计各发送模式下的识别正确率, 最后求得相应带宽下的平均识别准确率。实验统计结果如图 7 所示。纵坐标表示的是平均识别正确率, 横坐标为 SINR 值。由图可知, 算法 2 的识别准确率能维持在较稳定的水平, 并随着 SINR 的增加稍有提高, 而且即便是在较低 SINR 环境 (11 dB 及以下) 下其仍有 91% 以上的准确率。

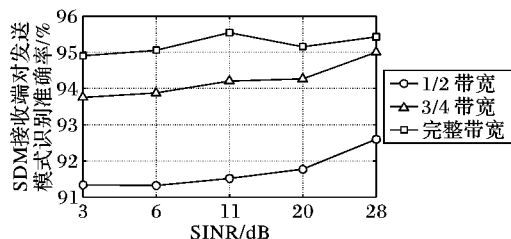


图7 不同 SINR 下算法 2 的平均检测准确率

3.3 子载波置零 SDM 与 ZigBee 相互干扰实验

本节将对子载波置零 SDM 以及在其干扰下 ZigBee 的性能分别进行测量。本文提出的子载波置零 MIMO 是一个物理层模型, 并没有添加 MAC 层, 因此不具有 CSMA/CA 功能。SDM 一旦开始发送数据, 该发送过程将一直持续直到所有数据发送完毕。为比较 ZigBee 和 MIMO 的性能表现, 文中使用了 4 个参数, 它们分别是 ZigBee 正确收到包百分比, SDM 收到帧百分比, SDM 正确收到帧比例 1 和 SDM 正确收到帧比例 2, 计算公式分别如式 (15) ~ (18) 所示:

$$\text{ZigBee 正确收到包百分比} = \frac{\text{ZigBee 正确收到包的数量}}{\text{ZigBee 发送包的总数}} \quad (15)$$

$$\text{SDM 收到帧百分比} = \frac{\text{SDM 接收端收到的帧的数量}}{\text{SDM 发送端发送帧的数量}} \quad (16)$$

$$\text{SDM 正确收到帧比例 1} = \frac{\text{SDM 接收端正确收到帧的数量}}{\text{SDM 接收端收到的帧的数量}} \quad (17)$$

$$\text{SDM 正确收到帧比例 2} = \frac{\text{SDM 接收端正确收到帧的数量}}{\text{SDM 发送端发送帧的数量}} \quad (18)$$

为与子载波置零 MIMO 进行对比, 实验首先测试了 ZigBee 和 SDM 相互不干扰, 以及 ZigBee 信道被 SDM 信道完

全覆盖这两种情形下双方的性能。前者是指通信过程中只有 ZigBee 或者 SDM 其中一方发送和接收数据。后一种情形中,本文让 ZigBee 先发,1 s 后 SDM 开始发送数据包,模拟 WiFi 发送数据前其信道已被 ZigBee 占用的情景。实验结果如图 8 所示。

从图 8 可以看到,当 ZigBee 与 WiFi 互不干扰时 ZigBee 的正确收到包百分比为 100%。另一方面,受到计算机计算性能以及无线环境的影响,SDM 收到帧百分比在 55% 左右,但 SDM 正确收到帧比例 1 可以接近 100%,即接收到的帧基本都是正确的。而 ZigBee 信道被 WiFi 信道完全覆盖后,ZigBee 的正确收包百分比近似 0%,此时 ZigBee 节点间无法通信。这是由于本文的 SDM 物理层模型并未添加 MAC 层,不具有 CSMA/CA 机制的随机退避功能,则其一旦开始发送数据,发送过程将不间断持续至所有数据包发送完成。此期间具有 CSMA/CA 功能的 ZigBee 节点在每次数据发送前进行的信道侦听都将检测到信道忙,为避免冲突 ZigBee 只能采取退避操作,直到 ZigBee 退避超时放弃该数据包的发送,如此反复得到上述结果。需要说明的是,图 8 中 SDM 性能的微小差异是由实验的随机因素引起的,而与 ZigBee 的存在与否无关。

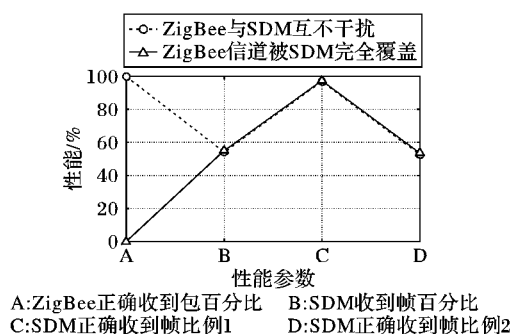


图8 WiFi与ZigBee互不干扰和信道重叠时的性能

后文将检验子载波置零后两种异构网络的共存效果。本文首先测量了子载波置零 SDM 的性能,并用 SDM 相对吞吐量来表现由于子载波置零而导致其实际带宽减小给 SDM 本身带来的影响。SDM 相对吞吐量定义如式(19),测量结果如图 9 所示。

SDM 相对吞吐量 =

$$\frac{\text{使用相应比例带宽时 SDM 的吞吐量}}{\text{使用全部带宽时 SDM 的吞吐量}} \times 100\% \quad (19)$$

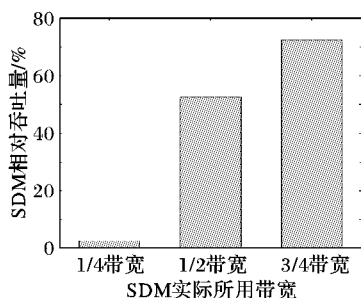


图9 使用部分带宽时SDM的性能

理论上当 SDM 使用的带宽与原有带宽相比减少一定比例时,其吞吐量也会减少相近的比例。在图 9 中,使用 3/4 带宽时 SDM 的相对吞吐量为 72%,1/2 带宽的 SDM 相对吞吐

量为 52%,在这两种情况下实际吞吐量与理论值基本相符。而使用 1/4 带宽时,SDM 的性能大幅降低,其吞吐量仅约为原有吞吐量的 4% 左右,显著低于理论值 25%。后一种情形中导致实际性能与理论值间存在较大差异的主要原因是,实际使用的带宽过小,使得其对外界干扰变得更加敏感。因此,当单个 WiFi 信道中同时出现 3 个 ZigBee 信号时,为保证 WiFi 通信质量,WiFi 发送端应该选择退避。

下面对与子载波置零 SDM 并行传输过程中 ZigBee 的性能进行测量。受限于机器性能,USRP 设备可以使用的最大带宽为 8 MHz,导致 SDM 带宽无法满足多个 ZigBee 信号间保护间隔的带宽要求,故本文仅仅对单个 ZigBee 信号与 SDM 相互干扰的情况进行实验。虽然前文提到一个 ZigBee 信道的宽度为 5 MHz,但这其中包含了信道间的保护间隔。若忽略该部分带宽,则单个 ZigBee 信道的实际宽度为 2 MHz,因而 8 MHz 的 SDM 可以满足干扰实验的需求。本文采用不同的发送模式来测量不同干扰情况下 ZigBee 的性能。为尽可能多地对比不同干扰模式中 ZigBee 的正确收包百分比,实验还对 ZigBee 在 SDM 使用 1/4 带宽的发送模式(如“0001”和“0010”等)发送数据情形中的表现进行测量。实验中 ZigBee 先发数据,1 s 后 SDM 开始发送,测试结果见图 10。图中横坐标表示 SDM 与 ZigBee 间的干扰模式,括号内是两者的信道分布情况,其中“*”表示 ZigBee 信道,实际使用的 WiFi 子信道用 2.3 节的发送模式来表示。例如,干扰模式“0*01”对应的实际信道分布如图 11 所示,其他情形可以以此类推。需要说明的是,这里的干扰模式并不包括 WiFi 子信道与 ZigBee 信道重叠的情况,即干扰模式“0*01”表示 WiFi 发送端使用发送模式“0001”,而不是“0101”。

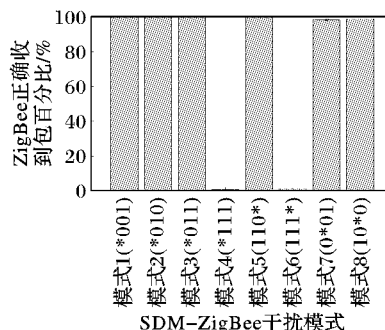


图10 ZigBee在不同干扰模式下正确收到包百分比

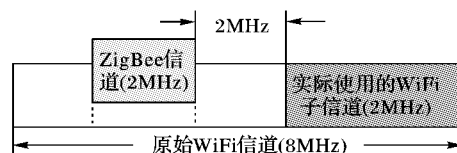


图11 “0*01”模式实际的信道分布示意图

图 10 表明,除了模式 4 和模式 6 外,在对 SDM 与 ZigBee 信号重合的子信道上的子载波进行置零处理后,ZigBee 的正确收包百分比最高能达到接近 100%,而且由于 SDM 与 ZigBee 信号的并行传输,使得频谱资源得到了充分利用。而在干扰模式 4 和 6 中,虽然理论上 SDM 的子信道与 ZigBee 信道正好彼此紧挨,不存在频谱重叠,但现实中由于受到曳尾和能量泄露等影响,使得 ZigBee 的性能要远远低于其在其他干扰模式中的性能。由此可知,若要保证 ZigBee 节点间的通

信, WiFi 使用的子信道和 ZigBee 信道间需要有足够大的频域间隔, 如 2 MHz。又观察图 1 可知, ZigBee 信道与 WiFi 子信道间的频域间隔为 1 MHz 或 2 MHz。为测试 1 MHz 间隔下 ZigBee 的性能, 实验中通过调整 USRP 的中心频率分别实现如图 12(a)、(b) 所示的信道分布, 对 ZigBee 的与 SDM 同时发送数据情形下的正确收包百分比进行测量, 此处 SDM 使用的发送模式分别为“0011”和“1001”, 实验结果如图 13 所示。可以看到, 在这两种信道分布模式下 ZigBee 的表现相近, 平均正确收包百分比分别为 97% 和 96%, 相比信道紧邻(见图 10 干扰模式 4 和 6)时的 2% 和非子载波置零时由于退避导致的 0%(见图 8)有了大幅度的提升。

通过本节实验的结果可以得到以下结论: 当 WiFi 使用的信道部分频谱被 ZigBee 占用时, 与传统的 CSMA/CA 机制执行退避推迟信道接入相比, 子载波置零 MIMO 物理层实现了 WiFi 和 ZigBee 数据的并行传输, WiFi 可以获得全带宽下 50%~70% 的吞吐量, 同时 ZigBee 的正确收包百分比达到 90% 以上, 较图 8 中信道重叠时的 0% 有了大幅提升, 实现了两种异构网络的共存, 频谱资源也得以充分利用。

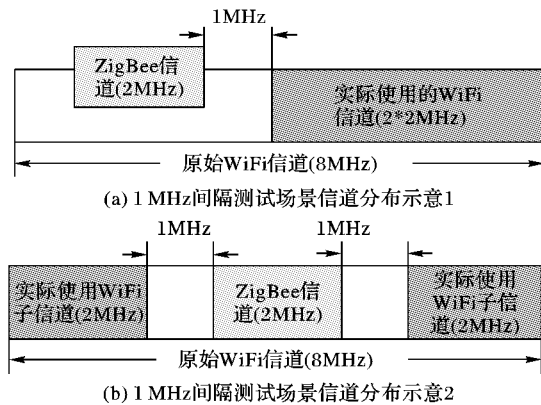


图 12 ZigBee 信道与 WiFi 信道分布示意图

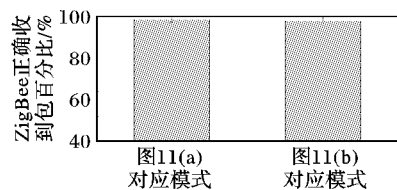


图 13 间隔为 1 MHz 时 ZigBee 的正确收包百分比

4 结语

本文针对 WiFi 与 ZigBee 信道重叠时两者的共存问题以及 CSMA/CA 机制中由于退避导致的频率利用率较低现象, 提出了一个基于子载波置零技术的物理层 MIMO 模型, 并在 GNURadio/USRP 软件无线电平台对该模型进行了可行性认证。与其他方案相比, 本文方法主要有以下优点: 1) 不需要额外添加设备; 2) 在 WiFi 与 ZigBee 产生冲突前即避免其发生; 3) 可以一定程度满足网络动态变化的要求。实验结果表明, 本文的 2×2 非相干子载波置零 MIMO 通过避免其与 ZigBee 信号频谱重叠, 很好地实现了两者共存, 提高了频谱利用率。受 GNURadio/USRP 用户空间信号处理模块延迟较高影响, 本文仅考虑物理层而未添加 MAC 层。加入 MAC 后, WiFi 节点可以利用 ZigBee 数据包的发送间隔使用全部带宽

发送数据, 这将进一步提高 WiFi 的吞吐量。未来工作是在 NS 仿真平台上实现 MAC 与 PHY 层的结合, 并通过与传统 CSMA/CA 网络进行对比对其性能进行更全面的评价。

参考文献:

- [1] The Working Group for WLAN Standards. IEEE Standard for wireless local area networks: 802.11n[S/OL]. [2014-07-10]. <http://www.ieee802.org/11>.
- [2] IEEE P802.15 Working Group. Standard for Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications for Low Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs) [S/OL]. [2014-07-10]. <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1237559>.
- [3] THONET G, ALLARD-JACQUIN P, COLLE P. ZigBee-WiFi coexistence white paper and test report[R/OL]. [2014-07-10]. <https://docs.zigbee.org/zigbee-docs/dcn/08-4846.pdf>.
- [4] WHEELER A. ZigBee/802.11 Coexistence Testing and Recommendations[M]. San Ramon: ZigBee Alliance, 2006: 24-37.
- [5] GUMMADI R, BALAKRISHNAN H, SESHAN S. Metronome: Coordinating spectrum sharing in heterogeneous wireless networks[C]// Proceedings of the 1st International Conference on Communication Systems and Networks. Piscataway: IEEE, 2009: 157-166.
- [6] WON C, YOUN J H, ALI H, et al. Adaptive radio channel allocation for supporting coexistence of 802.15.4 and 802.11b[C]// Proceedings of the 62nd IEEE Vehicular Technology Conference. Piscataway: IEEE, 2005: 2522-2526.
- [7] ZHANG X, SHIN K G. Enabling coexistence of heterogeneous wireless systems: case for ZigBee and WiFi[C]// Proceedings of the 12th ACM International Symposium on Mobile Ad Hoc Networking and Computing. New York: ACM, 2011: 6-11.
- [8] TAN K, FANG J, ZHANG Y, et al. Fine-grained channel access in wireless LAN[C]// Proceedings of the 2010 ACM SIGCOMM Conference. New York: ACM, 2010: 147-158.
- [9] ZHANG X, SHIN K G. Adaptive subcarrier nulling: enabling partial spectrum sharing in wireless LANs[C]// Proceedings of the 19th IEEE International Conference on Network Protocols. Piscataway: IEEE, 2011: 311-320.
- [10] SCHMIDL T M, COX D C. Robust frequency and timing synchronization for OFDM[J]. IEEE Transactions on Communications, 1997, 45(12): 1613-1621.
- [11] RONDEAU T W, ETTUS M. Open source transparency for OFDM experimentation[C/OL]. [2013-10-20]. http://scholar.google.com/scholar?start=0&q=OPEN+SOURCE+TRANSPARENCY+FOR+OFDM+EXPERIMENTATION&hl=en&as_sdt=0,5&lookup=0.
- [12] PERAHIA E, STACEY R. Next generation wireless LANs: throughput, robustness, and reliability in 802.11n[M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2008: 61-64.
- [13] LARSSON E G, STOICA P. Space-time block coding for wireless communications[M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2008: 8-21.
- [14] JAMIESON K. The SoftPHY abstraction: from packets to symbols in wireless network design[D]. Cambridge: Massachusetts Institute of Technology, 2008.
- [15] Ettus Research LLC. Universal Software Radio Peripheral (USRP) [EB/OL]. [2014-07-10]. <http://www.ettus.com/>.