**文章编号** 1005-0388(2012)03-0432-08

# 办公室环境下的超宽带信道测量与建模

李德建 周 正 李 斌 翟世俊 蒋 挺

(北京邮电大学信息与通信工程学院,北京 100876)

摘 要 依据广泛的频域信道测量数据,提出了符合中国超宽带(UWB)技术频率使 用规定的办公室室内信道模型。信道总体模型采用修正 Saleh-Valenzuela(S-V)模 型。在信道测量信号的后处理中,使用过渡带为高斯滚降特性的类高斯窗来提取符 合中国超宽带频谱规范的测量信号。利用 CLEAN 算法从时域测量数据中提取高分 辨率的离散信道响应,并为信道时域测量信号提出了一种基于小波分析的自动分簇 算法,统计提取出了大尺度和小尺度信道模型参数。结果表明:提出的办公室超宽带 信道模型和实测数据具有相近的时延扩展特性和平均多径数量,可以比 IEEE 802, 15. 4a 信道模型更好地反映中国办公室环境下的 UWB 信道特性。 关键词 超宽带;信道模型;办公室;分簇算法;S-V 模型

中图分类号 TN911 文献标志码 A

# Ultra wideband channel measurement and modeling for the office environment

LI De-jian ZHOU Zheng LI Bin ZHAI Shi-jun JIANG Ting

(School of Information and Communication Engineering, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

Abstract A channel model for indoor office environment is proposed based on frequency-domain measurements according to the ultra wideband(UWB) frequency regulation specification of China. The modified Saleh-Valenzuela(S-V) model is exploited as the channel model. A quasi-Gaussian window with Gaussian transition band is used to extract the measurements that specified by the UWB frequency regulation of China from the time-domain measurements in the post-processing of channel modeling. Furthermore, the CLEAN algorithm is used to estimate the discrete channel response and a wavelet analysis based automatic cluster identification algorithm is proposed for the time-domain measurements. Both the large and small scale channel parameters are extracted based on statistical approach. Compared with the IEEE 802, 15, 4a channel model, simulation results show that the proposed office channel model matches the measurement data better on the channel characteristics of delay spread and the average number of paths.

**Key words** UWB; channel modeling; office environment; cluster identification algorithm; S-V Model

- 基金项目:国家科技重大专项项目(2009ZX03006-009);韩国知识经济部信息技术研究中心项目(NIPA-2011-C1090-1111-0007);中央高校基本科研业务费专项资金(G470270,G470415)
- 联系人: 李德建 E-mail:lidejian09@gmail.com

收稿日期: 2011-08-29

# 引 言

信道建模是超宽带无线通信技术研究的基础工 作,其研究成果可用于设计接收机以及研究信道估 计等<sup>[1]</sup>。IEEE 802, 15. 3a 和 802, 15. 4a 信道模型 都是基于修正 S-V 模型的统计式信道模型,但后者 基于更广泛的测量数据,并在一些模型参数的拟合 提取中使用了新方法。UWB 的信道建模目前仍是 研究热点,且信道场景种类不断扩展,出现了室 外<sup>[2]</sup>、停车场<sup>[3]</sup>和林地<sup>[4]</sup>等环境的信道模型。

2008年,中国无线电管理部门发布了 UWB 技 术频谱规范,规定中国 UWB 技术的可用频段为 4.2 ~4.8 GHz(需要设备的检测避让(DAA)技术辅助) 和  $6 \sim 9$  GHz. 办公室环境是 UWB 技术最重要的室 内应用场景之一,目前,已有一些针对办公室的信道 模型<sup>[5-8]</sup>。由于 IEEE 两个 UWB 信道模型在频段或 适用距离方面不适合中国情况,一个符合中国 UWB 频段、适用距离适中的信道模型将更好地促进 UWB 技术发展。基于中国 UWB 频谱规范和修正 S-V 模 型,在大量频域实测数据的基础上,对办公室信道模 型进行了研究,在数据后处理中使用了加类高斯窗 和 CLEAN 算法,对信道冲激响应(CIR)提出了一 种基于小波和能量跳变检测的自动分簇方法来替代 人眼分簇,并统计得到了信道模型参数。通过评测 所提信道模型的关键信道特性,验证了本文提出的 信道模型更符合中国 UWB 技术的实际应用情况。

## 1. 信道测量

UWB信道可在时域或频域测量,分别得到信道的冲激响应或传递函数。两种测量结果理论上等价。本文的测量是在频域进行的,测量系统包括一台微波网络分析仪(PNA)Agilent N5242A,两个2、3~18 GHz 的 UWB 全向天线,天线增益为 0 dBi,两条长度为 6 m 的 Rosenberger 电缆,一台远程控制计算机。测量场景选择工业和信息化部电信研究院的两间办公室、两间会议室、一间实验室和走廊。部分办公室的收发天线位置示意图如图 1 所示。办公室环境分为封闭式(办公室 1)和开放式(办公室 2)两种,涵盖视距(LOS)和非视距(NLOS)两种情况,NLOS 又分为本室内障碍物遮挡和穿透墙壁两种情况。这些办公室类型多样,能保证测量数据的广泛性。

测量时,每个办公室内发射天线有两个位置,两 个发射位置对应着相同的接收天线位置,其中 TX03



图 1 办公室内部收发天线位置示意图

对应的接收天线位于办公室1内,以测量穿透墙壁 的 NLOS 环境。相邻接收天线的距离约  $0.8 \sim 1.2$ m. 收发天线均架设在高度为 1.5 m 的三脚架上。  $PNA 测量的 S 参数 S_{21}$  作为超宽带信道的传递函 数,每次测量发射 5 600 个单频信号。这些频点均 **匀分布在** 2.3~11 GHz 频带内,扫频间隔为 1.55 MHz,对应的最大多径时延为 643.7 ns. 测量距离 范围为 1~10 m. 为了降低噪声影响,在每个接收点 记录 10 次信道传输函数并取平均值作为该接收点 的测量数据。由于完成一次信道测量需耗时数秒, 因此,测量时确保室内无人,以使信道是不变的。为 了研究小尺度衰落幅度统计特性,在办公室1、办公 室 2 和大实验室中分别选取 5 个 LOS 和 NLOS 接 收点,进行 25 个 $(5 \times 5)$ 空间点测量,25 个空间点构 成矩形方格,相临点间距为 5 cm,以使测量的  $6 \sim 9$ GHz信号低频分量具有不相关的小尺度衰落。所 有测量数据都用暗室中 2 m 参考距离下测得的天线 响应加以校准。

### 2. 办公室环境的超宽带无线信道模型

UWB 的极高带宽使得 CIR 有极高的分辨率, 易出现分簇现象。许多研究者得到的 UWB 无线信 道的测量结果中,均存在明显的成簇现象<sup>[9-10]</sup>。信 道实测数据也证实了 CIR 的分簇现象,因此,超宽带信道冲激响应总体模型采用基于分簇的修正 S-V 模型<sup>[11]</sup>

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L} \sum_{k=0}^{K} a_{k,l} \exp(j\phi_{k,l}) \delta(t - T_l - \tau_{k,l})$$
(1)

式中: $a_{k,l}$ 是第l 簇、第k 径的幅度; $T_l$ 是第l 簇的到 达时间; $\tau_{k,l}$ 是第l 簇中第k 径的到达时间。相位  $\phi_{k,l}$  服从 $[0,2\pi]$ 内的均匀分布。

UWB 信道的大尺度衰落,包括和距离有关的路 径损耗和阴影衰落,可以描述为

$$P(d) = P_0 + 10n \log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) + S$$
 (2)

式中:d 是收发天线之间的距离;参考距离 $d_0$ 设为 1 m; $P_0$  是参考距离处的路径损耗;n 是路径损耗 指数;阴影衰落损耗S 服从对数正态分布, $用 \sigma_s$  表 示阴影衰落的标准差。

为了得到功率延时分布(PDP),需要得到的统 计量有:簇的个数,簇到达速率,簇内多径到达速率, 簇功率衰减指数和簇内多径功率衰减指数<sup>[11]</sup>。其 中簇的个数假定服从泊松分布

$$p(L) = \frac{(\overline{L})^{L} \exp(-\overline{L})}{L!}$$
(3)

式中: L 表示平均分簇个数。

由定义  $\tau_{0,l} = 0$ . 簇到达时间的分布由泊松过程 给出

$$p(T_l \mid T_{l-1}) = \Lambda_l \exp\left[-\Lambda_l(T_l - T_{l-1})\right], \ l > 0$$
(4)

式中: A<sub>l</sub> 表示簇到达速率,并假定它是不依赖于 *l* 的。对于簇内多径分量的到达时间分布,同样用泊 松过程来表示,但表示为两个泊松过程的混合形式

$$p(\tau_{k,l} \mid \tau_{(k-1),l}) = \beta \lambda_1 \exp[-\lambda_1(\tau_{k,l} - \tau_{(k-1),l})] + (\beta - 1)\lambda_2 \exp[-\lambda_2(\tau_{k,l} - \tau_{(k-1),l})] + (\beta - 1)\lambda_2 \exp[-\lambda_2(\tau_{k,l} - \tau_{(k-1),l})] \cdot k > 0$$

$$(5)$$

式中: $\beta$ 表示混合概率; $\lambda_1$ 和 $\lambda_2$ 表示多径到达速率。

PDP 的另一个重要内容是簇首径功率和簇形状的表达式。PDP 在每个簇内是指数下降的,在 $T_l$ + $\tau_{k,l}$ 时刻的平均功率为

$$E\{|a_{k,l}|^{2}\} = E\{|a_{0,0}|^{2}\} \exp\left(-\frac{T_{l}}{\Gamma}\right)$$
$$\exp\left(\frac{-\tau_{k,l}}{\gamma_{l}}\right)$$
(6)

式中: $\Gamma$ 是簇的功率衰减时间指数; $\gamma_l$ 是第l簇内多 径衰减时间指数。大量实测数据证明:簇内多径的 衰减速度依赖于时延,即时延较大的簇,其内部多径 功率的衰减速率较小。可将簇内多径衰减速率设定 为线性依赖于簇的到达时间

$$\gamma_l \propto k_{\gamma} T_l + \gamma_1 \tag{7}$$

式中, $\gamma_1$ 是第一簇内多径功率的时间衰减指数。第l簇的能量 $|a_{0,l}|^2$ ,在对簇的阴影衰落取期望以及对簇的小尺度衰落取期望后,一般服从指数衰减

 $10\log(|a_{0,l}|^2) = 10\log(\exp(-T_l/\Gamma)) + E_{\text{cluster}}$ (8)

式中: $E_{\text{cluster}}$ 是正态分布随机变量,其标准差为 $\sigma_c$ .

为了研究小尺度幅度衰落特性,在每组 5×5 空 间点测量信号的基础上,计算离散 CIR 在特定时延 的幅度累积分布函数(CDF),分别与对数正态(Lognormal)分布、Nakagami 分布、瑞利(Rayleigh)分布 和韦伯(Weibull)分布等典型分布的 CDF 相对比。 考察每组小尺度测量数据的全部多径幅度,计算其 在 Kolmogorov-Smirnov(K-S)和  $\chi^2$  假设检验 10% 置信水平下的通过率,以量化实测数据与典型分布 的匹配程度。

### 3. 信道测量数据处理

#### 3.1 频域数据加窗与估计离散信道响应

由于测量的频率范围是 2.3~11 GHz,为了得 到符合中国 UWB 频段的信道传递函数,需要频域 加窗提取 6~9 GHz 频段的测量信号

Y(f) = H(f)W(f)(9) 中 V(f) 日加密丘的信诺传递函数 甘能旱土亜

式中: Y(f) 是加窗后的信道传递函数,其能量主要 集中于 6~9 GHz; H(f) 是 2. 3~11 GHz 信道的传 递函数; W(f) 是频域窗函数。如果直接对目标频 段的数据做傅里叶逆变换,相当于对 H(f) 加 6~9 GHz 的矩形窗,由于矩形窗的时延旁瓣是随时间倒 数 1/t 下降的,时域冲激响应会出现拖尾现象,导致 估计的 CIR 的 RMS 时延扩展变大。如果窗的时延 旁瓣较大,旁瓣的互相叠加也不利于确定多径的时 延。如果将窗的过渡带设计在 6~9 GHz 频段内, 又会减小信道频响的有效带宽。因此,加窗必须在 不影响 CIR 的分辨率和均方根(RMS)时延扩展上 进行折中。

本文所测频带较宽,可将窗的过渡带设计在 6 ~9 GHz 之外。由于高斯窗对应的时域脉冲仍为高 斯形式,旁瓣较小,且高斯窗具有很好的时频聚集 性,因此,采用了过渡带为高斯滚降特性的类高斯 窗,其频域表示为

$$W(f) = \begin{cases} \frac{1}{a} e^{-\frac{(f-6)^2}{b}}, & f \in (5,6) \\ 1, & f \in [6,9] \\ \frac{1}{a} e^{-\frac{(f-9)^2}{b}}, & f \in (9,10] \\ 0, & f \in (10,11) \end{cases}$$
(10)

其中:  $a \ \pi b \ \text{是表示过渡带滚降特性的系数}, f \$ 的单 位为 GHz. 在  $10 \sim 11 \ \text{GHz}$  补零后, W(f) 对应的频 谱数字带宽达到了 6 GHz, 时间分辨率达到 0. 167 ns.

如果直接用 PNA 将测量信号转换到对应的时 域形式,则得到的复时域信号结果难以应用。为了 得到实数值的时域测量信号,可将 PNA 输出的复频 率响应构造成共轭对称谱。时域的信道测量信号是 对共轭对称谱应用傅里叶逆变换得到的结果

$$y(t) = TF^{-1} [Y(f + f_{\epsilon}) + Y^* (-f + f_{\epsilon})]$$
(11)

其中: $f_c = 5 ext{ GHz}$ , $TF^{-1}$ 表示傅里叶逆变换。频域 窗函数对应的时域脉冲为

$$S(t) = TF^{-1} [W(f + f_c) + W^* (-f + f_c)]$$
(12)

经过式(12)所示的傅里叶逆变换(IFFT)后得 到的时域形式不是式(1)描述的 Dirac 脉冲响应,而 是式(1)表示的信道冲激响应与基本波形 s(t) 的卷 积

 $y(t) = s(t) \otimes h(t) + n_w(t)$  (13) 其中:  $n_w(t)$  是加窗后的残余噪声。采用上述处理 方式的时间分辨率是 1/12 GHz = 0.083 ns,与直接 将 6~9 GHz 的频谱作 IFFT 相比,时间分辨率提高 4 倍。

为了得到 CIR h(t),式(13)需要一个解卷积算 法。CLEAN 算法是常用的高分辨率解卷积算 法<sup>[12]</sup>。将窗函数对应的时域脉冲 s(t)当作 CLEAN 算法的模板,CLEAN 算法的门限设为最大径衰减 20 dB 后的值。

3.2 自动分簇算法

应用 CLEAN 算法解卷积后,得到 4 倍于系统 分辨率的高分辨率离散信道响应。对高分辨率离散 信道响应进行分簇,已有的 UWB 信道建模常利用 人眼观察进行分簇<sup>[1]</sup>,十分不便且具有很强的随意 性。从簇的直观形式出发,提出一种利用小波分析 检测能量跳变点的自动分簇算法。

首先,需要抑制 CIR 的小幅度波动。滑动平均 在语音信号处理中有广泛应用,可以有效抑制信号 随时间的小幅波动。用滑动平均方式可以抑制小尺 度的变化,但也会将真正的跳变点平滑掉。用滑动 平均比(MAR)来抑制小波动,同时能保留 CIR 的整 体结构。假设已提取的离散 CIR 表示为h(n),MAR 表示为g(k)

$$g(k) = \sum_{i=k-M/2}^{i=k} h^2(i) / \sum_{i=k+1}^{i=k+M/2} h^2(i)$$
 ,

 $k = M/2, M/2 + 1, \dots, N - M/2$  (14) 式中, *M* 表示取平均的长度。在实测数据的处理 中,可以根据簇的稀疏程度设定 40 < M < 60.

分簇过程可以转换为搜索 CIR 幅度上升跳变或 称跳变点检测的过程。将信号在不同尺度上分析可 增强间断点检测的准确性和可靠性。小波分析的一 大优势是能够对信号进行局部分析,并广泛用于边缘 检测等问题。一般地,小波用尺度参数 α 和位移参数 τ 来表征。MAR 信号的小波变换可以表示为

$$W_{s}(\alpha,\tau) = \sum_{n=0}^{N-M} \frac{1}{\sqrt{\alpha}} g(n) \psi\left(\frac{n-\tau}{\alpha}\right)$$
(15)

式中, $\phi(t)$ 是母小波,其作为原型小波可以生成其他 小波。母小波的选取依赖于待检测信号的局部结构 特性。除了具有正交性、紧致性等共性优点外,在检 测信号的间断点上,短小波比长小波更有效。由于 Daubechies 小波的瞬时消失特性,选择 Daubechies 小波用于分簇。通过仿真方式设定门限,将较大的 小波系数极值点位置找出即得到簇的起始点。设定  $M=50, \alpha=60, 得到如图 2$ 所示的一个 CIR 的分簇 结果。可以看出:在图 2(a)所示的小波系数较大极 值点处,图 2(b)都存在分簇现象,图 2(c)则展示了 将图 2(b)中高分辨率的 CIR 减采样后符合测量带 宽分辨率的 CIR 的分簇效果。





## 4. 结果分析

受篇幅所限,本文只给出两个办公室和两个会 议室 6~9 GHz 的信道测量数据处理结果。图 3 给 出了办公室 1 和两个会议室 LOS 情况的路径损耗 指数 n 的拟合结果,图 4 和图 5 显示了簇到达速率 和径到达速率经验互补累积分布函数的指数拟合。 由图 5 可看出:式(5)给出的混合泊松过程明显比单 泊松过程有更好的拟合效果。图 6 和图 7 显示了簇 首径功率衰减和簇内多径功率衰减指数拟合。



图 3 办公室 1 和两个会议室的路径损耗指数拟合





图 5 多径到达速率参数  $\lambda_1$ ,  $\lambda_2$ ,  $\beta$  拟合



图 6 簇首径功率衰减指数 Γ 拟合



图 7 第 1 簇内的多径功率衰减指数 y1 拟合



图 8 不同时延下小尺度幅度 衰落的 CDF,办公室 1(LOS)

图 8 给出了办公室 1 中小尺度测量点离散信道 响应在 10 ns 和 100 ns 两个时延的小尺度经验数据 CDF 和典型幅度分布 CDF 对比。可以看出:瑞利分 布不再适合描述 UWB 的小尺度衰落,而 Nakagami 分布、对数正态分布和韦伯分布与实测数据的 CDF 较为匹配。

小尺度实测数据所有多径的幅度用 K-S 和  $\chi^2$  假设检验考察,通过率列在了表 1 中。可以看出:对 数正态分布和 Nakagami 分布的通过率基本都在 90%以上,但 Nakagami 的通过率略高于对数正态 分布,因此,本文采用 Nakagami 分布作为信道的小 尺度幅度分布。图 9 则给出了各条径的 Nakagami、 对数正态和韦伯 3 个分布的统计量随时延的变化特 性。3 个分布的统计量均不随时延变化。

表 1 办公室 1 中小尺度幅度衰落在置信度为 0.9 的 K-S 和 χ<sup>2</sup> 假设检验的通过率(百分比)

分布	LOS		NLOS	
	K-S	$\chi^2$	K-S	$\chi^2$
Nakagami	98.76	96.43	97.69	95.48
Lognormal	95.38	91.45	93.75	88.26
Weibull	99.84	99.28	99.30	98.59
Rayleigh	21.88	54.79	44.31	70.97



图 9 对数正态分布标准差 σ, Nakagami m 参数 和韦伯 b 参数随时延的变化

表 2 给出了办公室 1 中的小尺度幅度衰落统计 参数。这些参数是通过将 3 个分布拟合得到小尺度 幅度参数,再进行对数正态分布拟合,最后得到 Nakagami-*m* 参数  $\mu_m$  和  $\sigma_m$ ,对数正态分布  $\sigma$  参数  $\mu_\sigma$  和  $\sigma_\sigma$ ,韦伯分布 *b* 参数  $\mu_b$  和  $\sigma_b$ .

表 3 列出了大尺度信道参数和 PDP 参数的拟 合结果。由表 3 可以看出:路径损耗指数普遍较小, 小于自由空间的路径损耗指数 2,这是由于室内金 属反射物较多,其天花板是铝合金材质,且有较大的 金属文件柜,造成了测量信号的反射振荡,因此,多 径数量较大。

表 2 办公室 1 中小尺度幅度衰落统计参数

小尺度参数/dB	LOS	NLOS
$\mu_m$	— 0 <b>.</b> 85	-0.67
$\sigma_m$	0.29	0.33
$\mu_{\sigma}$	0.17	0.06
$\sigma_{\sigma}$	0.26	0.26
$\mu_b$	0.10	0.25
$\sigma_b$	0.22	0.24

表 3 办公室信道大尺度衰落及 PDP 参数表

参数	<b>办公室</b> 1	<b>办公室</b> 1	<b>办公室</b> 2	会议室
	(LOS)	(NLOS)	(LOS)	(LOS)
$P_{0} \ /\mathrm{dB}$	33.2	45.1	38.0	31.8
n	1.49	1.96	1.82	1.02
$\sigma_S$ /dB	1.24	1.76	2.25	0.63
$\overline{L}$	6.0	10.2	7.6	6.4
$\Lambda/{ m ns}^{-1}$	0.038	0.066	0.052	0.080
$\lambda_1$	0.169	0.202	0.253	0.142
$\lambda_2$	2.191	2.562	2.690	2.342
β	0.0084	0.0069	0.0222	0.0079
$\Gamma/\mathrm{ns}$	29.11	23.40	19.55	23.60
$\gamma_1/\mathrm{ns}$	7.58	6.74	6.51	6.40
$k_{\gamma}$	0.02	0.001	0.1	0.05
$\sigma_c \ / \mathrm{dB}$	5.0	7.1	5.6	3. 0

根据表 2 和表 3 中的信道模型参数,将第 2 节 描述的信道模型用 Matlab 实现,随机生成 200 个信 道响应仿真数据,并对这些仿真数据和实测数据分 别计算附加时延 τ<sub>m</sub>、RMS 时延扩展 τ<sub>RMS</sub> 和峰值幅 度衰减 10 dB 值以内的平均多径个数 N<sub>10 dB</sub>.

表 4 列出了办公室环境 LOS 和 NLOS 情况下 仿真数据与实测数据的对比。可以看出:各办公室 信道模型的仿真数据和实测信道数据在时延扩展特 性和平均多径个数上有较好符合。

表 4 模型仿真结果与实测数据的信道特性对比

	信道特 性参数	<b>办公室</b> 1 (LOS)	<b>办公室</b> 1 (NLOS)	<b>办公室</b> 2 (LOS)	会议室 (LOS)
仿真	$\tau_m/\mathrm{ns}$	21.1	23.0	17.6	16.6
	$ au_{\rm RMS}/{ m ns}$	21.7	21.7	18.2	17.7
	$N_{ m 10dB}$	83.4	103.9	61.7	77.4
	$\tau_m / ns$	18.0	23.8	14.8	16.1
实测	$ au_{ m RMS}/ m ns$	21.7	28.4	19.4	19.7
	$N_{ m 10dB}$	82.3	104.6	58.7	76.2

和文献[11]中的 IEEE 802.15.4a 办公室信道

模型参数对比可以看出:尽管本文的办公室测量距 离偏小(只有1~10 m),而 IEEE 802.15.4a 办公室 场景测量距离为 3~28 m,但本文簇的到达速率比 IEEE 802.15.4a 模型中的高。部分原因是所测的 办公室天花板全部为铝合金材质,部分墙(每间有 2 ~3 面墙)为夹层是金属百页窗帘的双层玻璃隔断 墙,这些金属反射面的反射增多了簇的个数,增大了 时延扩展,而且导致大尺度衰落参数 n 非常小。从 实测数据的平均多径个数 N<sub>10dB</sub>可以看出:多径个数 普遍在 60 径以上,其中发射天线位于图 1 中 TX03、 接收天线位于办公室 1 内的穿透墙体 NLOS 信道, 平均多径个数更是达到了 104,这些多径为接收天 线收集到更多的能量提供了可能,但也增加了传统 RAKE 接收机的复杂度。

IEEE 802. 15. 4a 办公室信道模型与本文全部 办公室实测数据的信道特性对比如表 5 所示。相比 实测数据, IEEE 802. 15. 4a 信道模型在附加时延、 RMS 时延扩展和平均多径数目方面的相对误差分 别为 53. 1%, 55. 6%, 31. 0%(LOS 情况)和 31. 5%, 53. 5%, 1. 2%(NLOS 情况)。可以得出: IEEE 802. 15. 4a 办公室信道模型与本文办公室实测数据 的信道特性相差很大,证明 IEEE 802. 15. 4a 办公室 信道模型不适合描述中国环境和中国 UWB 频谱规 范下的办公室信道。

表 5 IEEE 802, 15, 4a 办公室信道模型与 全部办公室实测数据的信道特性对比

	<mark>实测</mark> (LOS)	IEEE (LOS)	<mark>实测</mark> (NLOS)	IEEE (NLOS)
$ au_{ m m}/ m ns$	19.6	9.2	23.8	16.3
$\tau_{\rm RMS}/{\rm ns}$	23.4	10.4	28.4	13.2
$N_{ m 10dB}$	78.3	54.0	104.6	103.3

# 5.结 论

办公室是超宽带技术重要的室内环境应用场景 之一,本文给出的办公室环境时延扩展、平均多径个 数等信道特性对 UWB 系统的设计、测试有指导意 义。为了得到了符合中国 UWB 频率规范的信道测 量数据,本文对频域测量数据使用了类高斯窗,使得 到的 CIR 在时间分辨率和时延扩展上进行了折中。 为了得到更准确的离散信道响应,使用了高分辨率 的 CLEAN 解卷积算法。此外还提出了基于小波检 测能量跳变的自动分簇方法,避免了人眼分簇的随 意性。建模及数据处理结果表明:相比 IEEE 802.15.4a 办公室信道模型,本文提出的办公室信 道模型在时延扩展与平均多径个数信道特性上更符 合实测数据,证明本文提出的办公室信道模型更适 合中国办公室环境。

#### 参考文献

- [1] MOLISCH A F. Ultra-wide-band propagation channels[J]. Proceedings of the IEEE, 2009, 97(2):353-371.
- [2] 马 龙,王庭昌. UWB-IR 室外通信信道模型及其容量 近似求解[J]. 电波科学学报,2006,21(2):595-600.
   MA Long, WANG Tingchang. Channel model and capacity approximation solution for UWB-IR outdoor communication[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2006,21(2):595-600. (in Chinese)
- [3] LEE J Y. UWB channel modeling in roadway and indoor parking environments [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2010, 59(7): 3171-3180.
- LIANG Q. Radar sensor wireless channel modeling in foliage environment: UWB versus narrowband [J].
   IEEE Sensors Journal, 2011, 11(6): 1448-1457.
- [5] DONLAN B M, MCKINSTRY D R, BUEHRER R M. The UWB indoor channel.large and small scale modeling[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2006, 5(10): 2863-2873.
- [6] CHONG C C, KIM Y, LEE S S. A modified S-V clustering channel model for the UWB indoor residential environment[C]// Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference Stockholm, Sweden, 2005: 2159-2163.
- [7] 闫 岩,王 蔷,杜正伟.复杂室内环境超宽带信号信 道模型及仿真结果分析[J].电波科学学报,2007,22 (2):567-570.

YAN Yan, WANG Qiang, DU Zhengwei. UWB channel model and simulation for complex indoor environment[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2007, 22 (2): 567-570. (in Chinese)

- [8] 扈罗全,朱洪波. 超宽带室内多径信道随机分析模型
  [J]. 电波科学学报, 2006, 21(2): 482-487.
  HU Luoquan, ZHU Hongbo. Stochastic calculus model for UWB indoor multipath channel[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2006, 21(2): 482-487. (in Chinese)
- [9] CHANG W J, TARNG J H. Effects of bandwidth on observable multipath clustering in outdoor/ indoor environments for broadband and ultra wideband wireless systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2007, 56(4): 1913-1923.
- [10] GHASSEMZADEH S S, JANA R, RICE C W, et al. Measurement and modeling of an ultra-wide bandwidth

indoor channel[J]. IEEE Transactions on Communications, 2004, 52(10): 1786-1796.

- [11] MOLISCH A F. IEEE 802, 15, 4a channel model-final report[EB/OL]. [2011-08-29], http://www.ieee802. org/15/ pub/ TG4a. html,2005:1-40.
- [12] LIU T C, KIM D I, VAUGHAN R G. A highresolution, multi-template deconvolution algorithm for time-domain UWB channel characterization[J]. Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering, 2007,32(4):207-213.

作者简介



李德建 (1983-),男,河北 人,北京邮电大学信息与通信工程 学院博士生,主要从事压缩感知、超 宽带信道估计与建模等方面的研 究。



周 正 (1945-),男,上海 人,北京邮电大学教授,博士生导 师,主要从事现代信号处理、短距离 无线通信等方面的研究。



李 斌 (1985-),男,甘肃 人,北京邮电大学信息与通信工程 学院博士生,主要从事低复杂度超 宽带系统、人工智能算法等方面的 研究。

# 我刊论文成果形成国际标准

《电波科学学报》2006 年第 5 期发表的"视距链路的雨衰减预报模式研究"一 文中提出的地面视距雨衰减预报模式,已被国际电信联盟采纳,替代了国际标准 ITU-R P. 530-13 建议中的地面视距雨衰减预报模式,形成了新的地面视距雨衰 减预测国际标准(ITU-R P. 530-14 建议),该文由中国电波传播研究所赵振维、林 乐科和西安电子科技大学吴春雨、郭立新同志共同发表,并曾获 2008 年第六届中 国科协期刊优秀学术论文三等奖。