

# 室内环境下 2.6GHz 同时同频全双工 自干扰信道测量与建模

吴翔宇<sup>1</sup>, 沈莹<sup>1,2</sup>, 唐友喜<sup>1</sup>

(1. 电子科技大学通信抗干扰国家级重点实验室, 四川成都 611731; 2. 航天恒星科技有限公司(503所), 北京 100086)

**摘要:** 目前,对同时同频全双工的自干扰信道特性尚未进行研究.针对这一现状,采用基于网络分析仪的信道测量平台,对室内环境下 2.6GHz 同时同频全双工自干扰信道特性进行测量与分析.基于实测数据统计分析,得出了传输损耗模型与均方根时延扩展统计模型.结果表明:传输损耗服从断点损耗模型,天线间距在大于 1m 的传输损耗指数为 1.86,天线间距小于 1m 的传输损耗指数为 1.52;均方根时延扩展的统计特性随着天线间距在不同范围而不同,在天线间距大于 1m 时的均方时延扩展服从 lognormal 分布,在天线间距小于 1m 时,RMS 时延扩展在不同的天线间距下服从 lognormal 分布,并且其分布的均值与标准差与天线间距呈现线性关系.

**关键词:** 2.6GHz; 信道测量; 室内环境; 同时同频全双工; 自干扰信道

**中图分类号:** TN919.72 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2015)01-0001-06

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>

**DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2015.01.001

## Measurement and Modeling of Co-Time Co-Frequency Full-Duplex Self-Interference Channel of the Indoor Environment at 2.6GHz

WU Xiang-yu<sup>1</sup>, SHEN Ying<sup>1,2</sup>, TANG You-xi<sup>1</sup>

(1. National Key Laboratory of Science and Technology on Communications, University of Electronic Science and Technology, Chengdu, Sichuan 611731, China; 2. The Academy of Satellite Application, Beijing 100086, China)

**Abstract:** Measurements and characterizations are rarely conducted about indoor self-interference channel of CCFD (Co-time Co-frequency full-duplex). An extensive self-interference channel measurement is performed at 2.6GHz under typical indoor environment with channel sounder based on vector network analyzer. By analyzing the measurement data, the empirical channel characteristics such as path loss exponent, RMS (root-mean-square) delay spread have been extracted. Results show that path loss exponent and RMS delay statistics are different according to antenna separation of transmitter-receiver. When the separation is larger than 1m, the path loss exponent is 1.86, and the RMS delay statistics follow lognormal distribution. When the separation is less than 1m, the path loss exponent is 1.52, and the RMS delay statistics at different antenna separation follow lognormal distribution whose mean and variance are linear functions of antenna distance respectively.

**Key words:** 2.6GHz; channel measurement; indoor channel modeling; self-interference channel

### 1 引言

目前,现代无线通信系统常用的双工方式有两种:时分双工(TDD, Time Division Duplexing)和频分双工(FDD, Frequency Division Duplexing).但在频谱资源日益紧张、用户数据量急剧增长的今天,与时分双工、频分双工方式相比,在同一频段上同时收发数据,即相同时频空间的全双工(CCFD, Co-frequency Co-time Full Duplex)技术能够获得更高的信道容量及频谱利用率<sup>[1,2]</sup>.

CCFD核心问题是,本地设备自己发射的同时同频

信号(自干扰信号)如何在本地接收机消除.目前普遍采用射频频域自干扰消除与数字域自干扰消除相结合的方式,对自干扰信号进行抑制.一些研究机构如美国加州大学<sup>[3]</sup>、莱斯大学<sup>[4]</sup>、斯坦福大学<sup>[5,6]</sup>、电子科技大学<sup>[7]</sup>在2011年~2012年相继进行了同时同频全双工自干扰抑制的实验验证.从实验结果来看,采用射频频域自干扰消除可达约30dB的抑制能力,采用数字域自干扰消除可达约40dB左右抑制能力,总体抑制能力可达70dB左右.

自干扰信道传播特性,是研究全双工系统自干扰消除方式的性能评估基础.目前针对CCFD自干扰信道

的测量与建模并没有见诸文献.此外,CCFD 自干扰信道有着独特的传播特性.首先,收发天线间距比较近,例如莱斯大学<sup>[8]</sup>进行验证的收发天线分离的 CCFD 系统实验平台,通信节点内的收发天线间距在 20cm~40cm 之间.其次,通信节点内收发天线的相对位置固定,如图 1 所示,这与传统的基站与移动台之间的有用信道不同.因此,对同时同频全双工的自干扰信道的分析与建模有着重要意义.

本文对 2.5GHz~2.7GHz 频段,采用网络分析仪搭建的频域测量平台,对室内同时同频全双工的自干扰信道进行了测量,得到了传输损耗的指数模型与均方根时延扩展的统计模型.

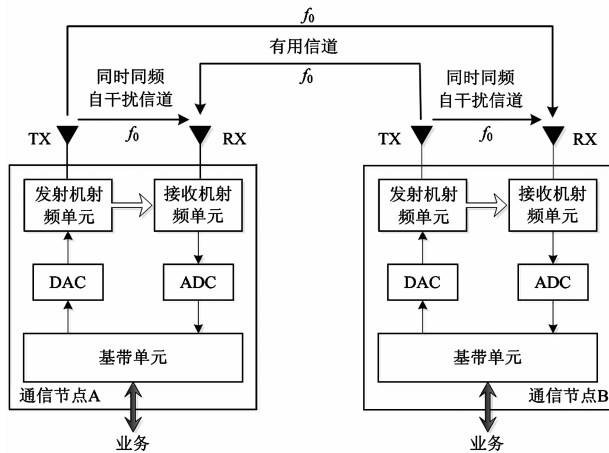


图1 同时同频全双工无线通信示意图,其中 $f_0$ 为载波频率

## 2 测量平台与测量场景

室内环境 2.6GHz 同时同频全双工自干扰信道的传输特性参数通过信道测量得到.本节详细介绍了测量过程所使用到的无线信道测量平台,并对所测量的场景与测量过程进行描述.

### 2.1 测量平台

同时同频全双工自干扰信道可在时域或频域测量,通过得到的冲击响应或传递函数来对信道进行分析.两种测量结果在理论上等价.本文的测量是在频域进行的,测量系统如图 2 所示,包括一台矢量网络分析仪 RS-ZNB8,两个带宽为 2.5GHz~2.7GHz 的全向天线,天线在 2.6GHz 的增益为 4dBi.两条长度为 10m 的低损耗电缆,一台远程控制计算机.测量系统在测试之前要进行开路,短路,负载与直通的校准.

### 2.2 测量场景及测量过程

测试地点选择信息产业有线通信产品质量中心(成都)3楼的一间实验室,实验室的大小为 8.2m×7m×2.7m,实验室顶部敷设铝合金龙骨硅钙材质天花板.在房间内选取若干个测试点,如图 3 所示.收发天线均

架设在高度为 1m 的天线架上,网分仪测量的  $S_{21}$  作为全双工信道的传递函数,每次发射 201 个单频信号.这些频点均匀分布在 2.5GHz~2.7GHz 频带内,扫频间隔为 1MHz.因此,最小时延分辨率为 5ns,最大可测量时延扩展为 1 $\mu$ s.



图2 信道测量平台

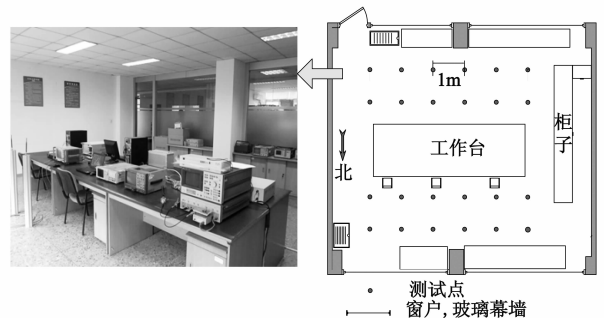


图3 测试场景及平面图

在房间中选取若干个测试点,每轮测量过程中将收发天线间距固定.每次测量时,把收发天线水平面投影的中心 D 置于测试点上,测试完成后,将收发天线围绕中心 D 水平旋转一定的角度,再进行下次测量,如图 4 所示.当一个测试点的测量完成后,将收发天线同时移往下一测试点重复进行操作.然后,当此轮所有测试点测试完毕后,调整天线间距进行下一轮测试.为了降低噪声影响,每次测量 10 次并取平均值作为该次测量的数据.由于一次测量持续几秒钟的时间,因此测量时确保室内无人,以使信道不变.

## 3 信道特性分析度量

### 3.1 传输损耗

传输损耗定义为电波传播过程中的信号平均功率的衰减.在 CCFD 的系统设计与仿真中,通过自干扰信道路径损耗模型,可对其 CCFD 的系统自干扰进行分析.路径损耗定义为<sup>[9]</sup>:

$$\frac{P_r(x)}{P_t} = \frac{1}{N} \sum_{-N/2}^{N/2} |H(f_i, x)|^2 \quad (1)$$

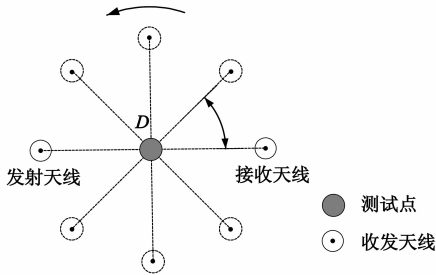


图4 收发天线在测试点放置平面示意图

其中,  $P_t$  为发射功率,  $P_r(x)$  为在任意位置  $x$  处的接收功率,  $H(f_i, x)$  为接收天线与发射天线之间在频率  $f_i$  处的信道频率响应, 发射信号的频率范围为  $(f_{-N/2}, f_{N/2})$ .

一般情况下, 路径损耗随距离增加呈对数衰减, 由于本文场景均为直达场景, 不考虑阴影衰落, 其对数距离损耗模型<sup>[10]</sup>为

$$P_r(d) = 10n \times \log_{10}(d/d_0) + P_{r0} \quad (2)$$

其中  $d$  为收发天线的距离, 单位为 m;  $n$  为路径损耗系数;  $d_0$  为参考距离, 这里  $d_0 = 1\text{m}$ ;  $P_{r0}$  为参考距离处的损耗.

### 3.2 均方根时延扩展

均方根时延扩展  $\tau_{rms}$  描述信道环境中多径时延扩展的统计特性, 反映了信道时延扩展扩散的程度, 其值越大信道的畸变越大. 定义为功率时延谱 (PDP: Power Delay Profile) 的二阶中心矩.

时延功率谱是信道特性的重要属性. 由矢量网络分析仪测量的频域响应  $Y(f)$  通过 IFFT 变换, 得到时域冲击响应  $h(\tau)$ :

$$h(\tau) = \text{IFFT}[Y(f)] = \text{IFFT}[H(f) \times w(f)] \quad (3)$$

这里,  $H(f)$  是本文的测量频率范围 2.5GHz ~ 2.7GHz 信道的传递函数.  $w(f)$  为窗函数, 用来降低频谱的泄漏<sup>[10]</sup>. 时域响应  $h(\tau)$  模值的平方就是瞬时功率谱  $P(\tau)$ <sup>[11]</sup>:

$$P(\tau) = |h(\tau)|^2 \quad (4)$$

RMS 时延扩展由下式定义<sup>[11]</sup>:

$$\tau_{rms} = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\overline{\tau})^2} \quad (5)$$

式(5)中

$$\overline{\tau^n} = \frac{\sum_k \tau_k^n P(\tau_k)}{\sum_k P(\tau_k)}, n = 1, 2 \quad (6)$$

式(6)中,  $P(\tau_k)$  是第  $k$  条路径分量的功率,  $\tau_k$  是对应的时延.

## 4 测试数据处理及分析

### 4.1 传输损耗

对测量数据通过最小二乘法线性拟合, 分别得到 2.5GHz ~ 2.7GHz 在 0.05m ~ 1m 与 1m ~ 8.1m 场景下的

传输损耗:

$$\begin{aligned} PL(d) [\text{dB}] &= 10n \times \log(d/d_0) + PL_0 \\ &= \begin{cases} 15.15 \times \log(d/d_0) + 33.10, & 0\text{m} < d \leq 1\text{m} \\ 18.56 \times \log(d/d_0) + 33.47, & 1\text{m} < d \leq 8.1\text{m} \end{cases} \end{aligned} \quad (7)$$

测试数据及拟合结果如图 5 所示. 在天线间距  $d > 1\text{m}$  的损耗系数为 1.856, 在天线间距  $d < 1\text{m}$  时的损耗系数为 1.515. 从上面的结果可以看出, 室内损耗系数小于 2, 这表明在室内情况下, 由于波导效应的存在<sup>[12]</sup>, 导致损耗系数小于自由空间损耗系数.

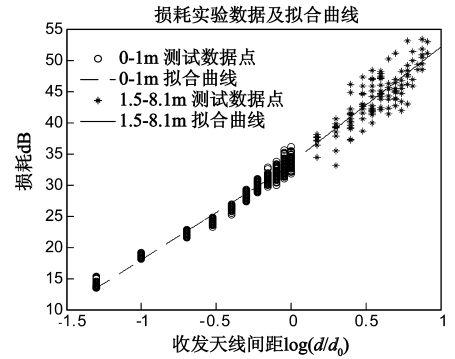


图5 路径损耗

另外, 全双工自干扰信道的传输损耗服从两折线模型, 断点在  $d = 1\text{m}$  处. 为了说明两折线模型的合理性, 本文利用相关系数  $r$  来对两折线模型的拟合优度<sup>[13]</sup>进行度量, 相关系数由下式来计算:

$$r = \frac{\sum_{i=1}^n (y_i - \bar{y})(x_i - \bar{x})}{\sqrt{\sum_{i=1}^n (y_i - \bar{y})^2 \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}} \quad (8)$$

式(8)中,  $y_i$  为损耗值,  $\bar{y}$  为  $y_i$  的均值,  $x_i$  为天线对数距离,  $\bar{x}$  为  $x_i$  的均值. 相关系数越大表明用线性模型对测试数据的拟合程度越高. 结果表明当  $d < 1\text{m}$  时, 相关系数  $r = 0.84$ ; 当  $d > 1\text{m}$  时,  $r = 0.99$ . 因此两折线模型能够很好地对传输损耗进行拟合.

一般来说, 天线近远场的分界距离  $R$ <sup>[14]</sup>为:

$$R = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (9)$$

式(9)中  $D = 0.25\text{m}$  为天线尺寸,  $\lambda = 0.115\text{m}$  为 2.6GHz 的工作波长, 近远场的分界距离  $R$  约为 1m. 当天线间距  $d < R$ , 也就是当  $d < 1\text{m}$  时, 接收天线会把接收到的一部分能量散射到发射天线处, 发射天线再把此散射能量的一部分二次辐射到接收天线处, 从而产生互耦现象<sup>[14]</sup>. 因此, 当  $d < 1\text{m}$  时, 可能存在因天线的互耦所带来的增益, 从而导致了  $d < 1\text{m}$  时的损耗系数小于  $d > 1\text{m}$  时的损耗系数. 这也是断点出现在  $d = 1\text{m}$  的原因. 在 CCFD 系统中对自干扰进

行消除时需注意这种现象.

## 4.2 均方根时延扩展

为了获得测试点的瞬时 PDP,需按照式(4)对  $H(f)$  进行傅里叶逆变换.如果直接对  $H(f)$  进行傅里叶逆变换,则  $w(f)$  为矩形窗函数,其时延旁瓣是随时间倒数  $1/t$  下降的,时域冲击响应会出现拖尾现象导致均方根时延扩展变大<sup>[15]</sup>,但是如果选择时延旁瓣较小的窗函数,会使时延主瓣展宽,影响信道冲击响应的分辨率,本文综合考虑,  $w(f)$  采用 Hanning 窗,其旁瓣抑制达 43dB,相对于矩形窗主瓣时延展宽 1.4 倍<sup>[16]</sup>.

在测量中,选取直射路径的到达时间作为参考时延,即  $\tau_0 = 0$ .图 6 是由实测数据得到的  $d = 0.1\text{m}$  瞬时功率谱的一个实例.

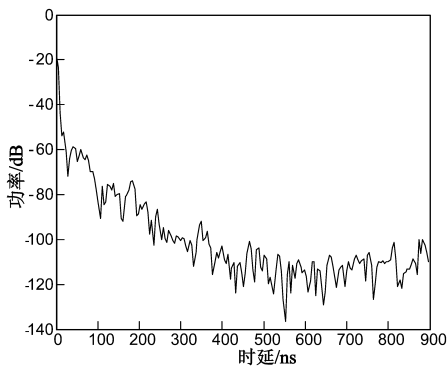


图6 天线间距 $d=0.1\text{m}$ 的瞬时功率谱

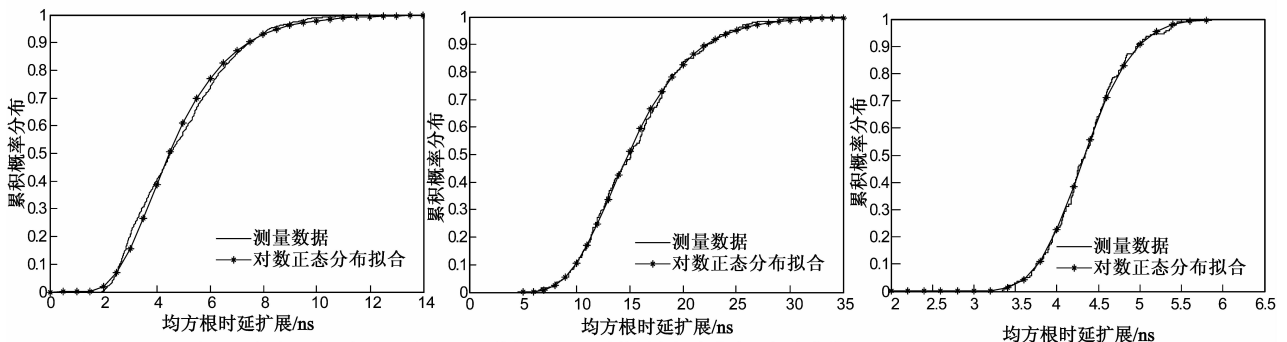


图7 不同天线间距下的RMS时延扩展累积概率分布及对数正态拟合

采用柯尔莫洛夫-斯米尔洛夫检验比较测试数据的累积分布与对数正态分布的差异性,所得到的显著性水平  $P$  值如表 1 所示.

表 1 不同的天线间距下的柯尔莫洛夫-斯米尔洛夫检验的  $P$  值

天线间距(m)	0.05	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0
$P$	0.95	0.61	0.98	0.71	0.84	0.93	0.89	0.83	0.81	0.95	0.97

从表 1 可以看出,对应于不同的天线间距,其时延扩展的概率分布可以与对数正态分布较好的进行拟

合.为了将真实的多径分量与噪声区分出来,需要确定噪声门限<sup>[17]</sup>.为此,我们选取了大约 1000 个 PDP 样本,去除 25% 的功率最大值与 25% 的功率最小值,然后进行平均.

利用采集到的测试点的瞬时 PDP,根据式(6)计算出每次测量的 RMS 时延扩展  $\tau_{rms}$ .图 7 为根据测量数据统计得到的天线间距在 1m 之内与 1m 之外的  $\tau_{rms}$  的累积概率密度曲线.对样本采用柯尔莫洛夫-斯米尔洛夫检验(Kolmogorov-Smirnov Test)来分析是否符合对数正态分布.天线间距大于 1m 的情况下,观察到的显著性水平  $P = 0.58$ ,说明  $\tau_{rms}$  的分布可以用对数正态分布较好的建模.但是,天线间距小于 1m 的情况下  $P = 6.6 \times 10^{-6}$ ,可见用对数正态分布拟合存在较大的误差.

因此,当天线间距大于 1m 时,  $\tau_{rms}$  可用对数正态分布来建模:

$$\tau_{rms} = e^{\delta X + \mu} \quad (10)$$

式(10)中,  $X$  为服从  $N(0, 1)$  的标准正态分布的随机变量,  $\mu$  为  $\ln(\tau_{rms})$  的均值,  $\delta$  为  $\ln(\tau_{rms})$  的标准差.这里  $\mu = -18.03$ ,  $\delta = 0.31$ .

为了对天线间距  $d \leq 1\text{m}$  的 RMS 时延扩展进行建模,本文对不同天线间距下的测量数据的累积分布进一步分析,图 8 给出了天线间距  $d = 0.5\text{m}$  下的测试数据的累积分布与对数正态分布拟合曲线.

合.因此,当  $d \leq 1\text{m}$  时,  $\tau_{rms}$  可以建模为:

$$\tau_{rms}(d) = e^{\delta_D(d)X + \mu_D(d)} \quad (11)$$

$\mu_D$  为  $\ln(\tau_{rms})$  的均值,  $\delta_D$  为  $\ln(\tau_{rms})$  的标准差.表 2 为天线间距  $d \leq 1\text{m}$  的 RMS 时延扩展统计表,从表 2 中可以看出  $\mu_D$ ,  $\delta_D$  与天线间距  $d$  基本上呈线性关系,通过最小二乘法线性拟合,得到  $\mu_D$ ,  $\delta_D$  与  $d$  之间关系:

$$\mu_D(d) = 1.28d - 19.94 \quad (12)$$

$$\delta_D(d) = 0.14d + 0.04 \quad (13)$$

表 2 天线间距  $d = 0.05\text{m} \sim 1\text{m}$  的 RMS 时延扩展统计表

天线间距 $d(\text{ns})$	$\tau_{rms}$ 均值 (ns)	$\mu_D$	$\delta_D$	标准差 $\delta(\text{ns})$	$\tau_{rms}$ 最大值 (ns)	$\tau_{rms}$ 最小值 (ns)
0.05	2.11	-19.9842	0.0307	0.09	2.43	1.94
0.1	2.54	-19.7943	0.0688	0.18	3.15	2.18
0.2	2.94	-19.6589	0.0704	0.28	4.48	2.42
0.3	3.32	-19.5277	0.1066	0.37	5.09	2.69
0.4	3.79	-19.4073	0.0987	0.48	6.02	2.96
0.5	4.39	-19.2567	0.1071	0.54	6.98	3.34
0.6	5.06	-19.1192	0.1280	0.78	9.22	3.73
0.7	5.61	-19.0084	0.1395	0.90	10.04	3.19
0.8	6.13	-18.9241	0.1417	0.97	11.34	4.36
0.9	6.92	-18.8054	0.1820	1.26	11.19	4.30
1	7.57	-18.7167	0.1915	1.46	13.28	4.20

从测量的结果来看,当天线间距大于 1m 时,存在直射路径信号的情况下,RMS 时延扩展服从 lognormal 分布.当天线间距小于 1m 时,RMS 时延扩展出现的范围集中在 2 ~ 14ns 以内,RMS 时延扩展在不同的天线间距下服从 lognormal 分布,并且其分布的均值  $\mu_D$  与标准差  $\delta_D$  与天线间距  $d$  呈现线性关系.

## 5 全双工自干扰信道的特殊性

为了分析 2.6GHz 频段室内同时同频全双工自干扰信道的特殊性,将自干扰信道的统计参数与一般的室内无线信道进行对比.一般的室内信道测量结果取自 winner II<sup>[18]</sup> 与 TNO Physics and Electronics Laboratory<sup>[19]</sup>.表 3

表 3 2.6GHz 同时同频全双工自干扰信道与一般室内信道的比较

	WinnerII	TNO Physics and lectronics Laboratory	2.6GHz 全双工自干扰信道		
测试频段	2GHz-2.5GHz	2.15GHz-2.65GHz	2.5GHz-2.7GHz		
天线间距	$d > 1\text{m}$	$d > 1\text{m}$	$1\text{m} < d < 8.1\text{m}$	$d < 1\text{m}$	
损耗系数	1.87	1.86	1.86	1.52	
RMS 时延	均值	34.5-49	5.4-14.9	15.6	4.84
	方差	5.4-13.2	0.5-2.9	4.85	1.91
	最大值	59	30	31.9	13.30
RMS 时延分布	—	—	对数正态分布	在不同天线间距下服从对数正态分布	

从测试结果来看,全双工自干扰信道的 RMS 时延扩展的分布特性在  $d > 1\text{m}$  与  $d < 1\text{m}$  存在差异.在天线间距  $d > 1\text{m}$  的情况下,2.6GHz 全双工自干扰信道的 RMS 时延扩展分布服从对数正态分布,全双工自干扰信道 RMS 时延扩展值的范围与一般的室内信道相似.但是当天线间距  $d < 1\text{m}$  时,其 RMS 时延扩展与一般室内信道相比显著偏小,并且在不同天线间距下服从对数正态分布,但整体并不服从对数正态分布.

从表 3 可以看出,天线间距  $d = 1\text{m}$  处是室内

对比了传输损耗与 RMS 时延扩展的统计结果.

从已有研究文献[10,18,19]发现,一般室内信道基本针对天线距离  $d > 1\text{m}$ ,并且收发天线间可能存在障碍物的情况.与之不同,全双工设备的收发天线是固定在设备上的,收发天线间的距离一般情况下满足  $d < 1\text{m}$ ,并且收发天线间一般没有障碍物遮挡.基于此,导致两者间信道特性存在差异,下面进行简要分析.

测量结果表明,2.6GHz 全双工自干扰信道的传输损耗符合断点模型,其断点在  $d = 1\text{m}$  处.全双工自干扰信道损耗系数在  $d > 1\text{m}$  的情况下与一般的室内信道相似;但是当  $d < 1\text{m}$  时,与一般的室内信道传输损耗模型有所不同,其损耗系数偏小.

2.6GHz 同时同频全双工自干扰信道特性分界点.当  $d > 1\text{m}$  时,其信道特性与一般的室内无线信道相似.但是当  $d < 1\text{m}$  时,自干扰信道的传输损耗与 RMS 时延统计特性与一般的室内无线信道相比有较大的差异.

## 6 结论与总结

针对室内场景,在 2.6GHz 频段上对收发天线分离的同时同频全双工自干扰信道进行了研究,得到了传输损耗与均方根时延的统计模型.结果表明,传输损耗指

数在天线间距较小情况下与天线间距较大时存在差异.均方根时延扩展在天线间距大于 1m 时的分布与天线间距小于 1m 的情况有所不同.这些结果为进一步深入研究同时同频全双工系统的自干扰消除奠定基础.

### 参考文献

- [1] V R Cadambe, S A Jafar. Degrees of freedom of wireless networks with relays, feedback, cooperation, and full duplex operation[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2009, 55(5):2334 - 2344.
- [2] 傅海阳, 陈技江, 等. MIMO 系统和无线信道容量研究[J]. 电子学报, 2011, 39(10):2221 - 2229.  
FU Haiyang, CHEN Jijiang, et al. Study on the MIMO system and wireless channel capacity [J]. Acta Electronica Sinica, 2011, 39(10):2221 - 2229. (in Chinese)
- [3] Y Hua, P Liang, Y Ma, et al. A method for broad band full-duplex MIMO radio[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2012, 19(12):793 - 796.
- [4] Duarte, M C Dick, et al. Experiment-driven characterization of full-duplex wireless systems [J]. IEEE Journal on Wireless Communications, 2012, 11(12):4296 - 4307.
- [5] M Jain, J Choi, T M Kim, et al. Practical, real-time, full duplex wireless[A]. Proceedings of the 17th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking [C]. Nevada, USA: ACM Mobicom, 2011. 301 - 312.
- [6] S Hong, J Mehlman, S Katti. Picasso: flexible rf and spectrum slicing[A]. Proceedings of the ACM SIGCOMM 2012 Conference on Applications, Technologies, Architectures, and Protocols for Computer Communication [C]. NY, USA: ACM, 2012. 13 - 17.
- [7] 电子科技大学国防通信抗干扰实验室. CCFD 系统验证 [EB/OL]. <http://t.cn/zY82txu>, 2013.
- [8] M Duarte, A Sabharwal. Full-duplex wireless communications using off-the-shelf radios: feasibility and first results[A]. Conference Record of the Forty Fourth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (ASILOMAR) [C]. Pacific Grove, CA: IEEE, 2010. 1558 - 1562.
- [9] Santella, G E Restuccia. Analysis of frequency domain wide-band measurements of the indoor radio channel at 1, 5, 5, 10 and 18 GHz [A]. The Key to Global Prosperity, Global Telecommunications Conference Communications [C]. London, UK: IEEE, 1996. 1162 - 1166.
- [10] 张继良, 等. 6.0-6.4GHz 室内 MIMO 无线信道测量与传播特性分析[J]. 电子学报, 2012, 40(6):1213 - 1217.  
ZHANG Jiliang, et al. Indoor measurement and characterization of wireless MIMO channel at 6.0-6.4GHz [J]. Acta Electronica Sinica, 2012, 40(6):1213 - 1217. (in Chinese)
- [11] Wang Y, et al. Propagation characteristics of the LTE indoor

radio channel with persons at 2.6GHz[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2013, 12(1):991 - 994.

- [12] Emslie A G, Lagace R L, et al. Theory of the propagation of UHF radio waves in coal mine tunnels[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1975, 23(2):192 - 205.
- [13] William N. 统计学-科学与工程应用[M]. 北京:清华大学出版社, 2007. 486 - 490.
- [14] 毛乃宏. 天线测量手册[M]. 北京:国防工业出版社, 1987. 12 - 13.
- [15] 李德建, 等. 办公室环境下的超宽带信道测量与建模 [J]. 电波科学学报, 2012, 27(3):432 - 439.  
Li dejian, et al. Ultra wideband channel measurement and modeling for the office environment [J]. Chinese Journal of Radio Science, 2012, 27(3):432 - 439. (in Chinese)
- [16] R&S. ZNB Vector Network Analyzers User Manual [M]. Germany: Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG, 2013. 115 - 116.
- [17] Varela M S, M G Sanchez. RMS delay and coherence bandwidth measurements in indoor radio channels in the UHF band [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2001, 50(2):515 - 525.
- [18] Kyosti P, et al. IST-WINNER II D1.1.2; WINNER II Channel Models-Part II Radio Channel Measurement and Analysis Results[EB/OL]. <http://www.ist-winner.org>, 2007.
- [19] Janssen G J M, P A Stigter, et al. Wideband indoor channel measurements and ber analysis of frequency selective multipath channels at 2.4, 4.75, and 11.5 GHz[J]. IEEE Transactions on Communications, 1996, 44(10):1272 - 1288.

### 作者简介



吴翔宇 男, 1979 年生, 河南人, 电子科技大学博士生, 研究方向为全双工信道建模.  
E-mail: wuxiangyu2046@189.cn



沈莹 男, 1980 年生, 电子科技大学副教授, 从事无线通信系统的理论研究及工程实现, 有国家 863、国家重大专项、国家自然科学基金等十余项项目的负责及执行经验, 在 IEEE 等期刊上已发表 SCI 检索文章十余篇, 申请专利十余篇, 部分已授权.