

屏蔽室收发天线分离全双工自干扰信道测量与建模

吴翔宇, 沈莹, 唐友喜

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 610054)

【摘要】针对屏蔽室环境收发分离全双工自干扰信道特性, 该文采用基于网络分析仪的信道测量平台, 对屏蔽室环境下 2.6 GHz收发天线分离全双工自干扰信道进行研究, 得到了路径传输损耗, 均方根时延扩展与莱斯K因子的统计模型。结果表明: 自干扰信道路径损耗随距离增加呈对数衰减; 均方根时延扩展服从对数正态分布, 并随着天线间距的增加而增加; 莱斯K因子服从正态分布, 并随着天线间距的增加逐渐降低, 莱斯分布的特征逐渐降低。

关键词 信道测量; 同时同频全双工; 室内环境; 自干扰信道; 屏蔽室

中图分类号 TN973.4 文献标志码 A doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2016.02.005

Measurement and Modeling of Co-Time Co-Frequency Full-Duplex Self-Interference Channel with Separate TX and RX Antennas in Shielded Room Environment

WU Xiang-yu, SHEN Ying, and TANG You-xi

(National key Laboratory of Science and Technology on Communications, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 610054)

Abstract There are many multipaths in co-time co-frequency full-duplex (CCFD) self-interference channels in shielded room environment, so the study of self-interference channels has an important reference value. Measurements and characterizations are rarely involved at self-interference channels of CCFD in the shield room environment. In this paper, the measurements and analyses are performed at 2.6 GHz 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, the RMS delay spread and the Ricean K-factor have been extracted. Results show that the path loss is the logarithmic decrement with the increase of distance between Tx and Rx antennas. The statistics of root mean square (RMS) delay follows the lognormal distribution. The RMS delay increases with increasing the distance between Tx and Rx antennas. The statistics of K factor follows the normal distribution. The K-factor decreases with increasing the distance between Tx and Rx antenna.

Key words channel measurement; full-duplex; indoor channel modeling; self-interference channel; shielded room

同时同频全双工(co-frequency co-time full duplex, CCFD)技术与时分双工、频分双工方式相比, 因能在同一频段上同时收发数据, 可以获得更高的频谱利用率而日益被人们关注^[1]。

自干扰信号的抑制是全双工研究的核心, 目前普遍采用射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。文献[2-7]相继进行了全双工的实验验证, 目前总体抑制能力从实验结果上最好可达110 dB左右^[4]。

全双工自干扰信道的特性对研究全双工自干扰信号的抑制有着重要的作用。针对全双工自干扰信

道的研究主要集中在室内场景。文献[8]针对室内场景共用收发天线的自干扰信道的时延功率谱(power delay profile, PDP)进行了研究; 文献[9]针对室内场景收发天线分离的全双工自干扰信道进行测试与分析。

屏蔽室是通过金属导体封闭的, 在信道研究中屏蔽室环境是一种极端环境, 在此环境下的全双工自干扰信道含有丰富的多径, 因此在全双工自干扰信道的研究中具有重要的参考价值。

本文测试频段为2.5~2.7 GHz, 测试带宽为200 MHz, 采用频域测试方法, 对屏蔽室环境下的自干扰信道进行测量, 对路径传输损耗, 均方根(root

收稿日期: 2014-12-16; 修回日期: 2015-11-20

基金项目: 国家自然科学基金(61471108, U1035002/L05, 61001087, 61101034, 61271164, 61301154); 国家重大专项(2014ZX03003001-002, 2012ZX03003010-003, 2011ZX03001-006-01); 中央高校基金(ZYGX2012J142)

作者简介: 吴翔宇(1979-), 男, 博士生, 主要从事全双工通信方面的研究。

mean square, RMS)时延扩展, 莱斯K因子的统计模型 进行了分析。

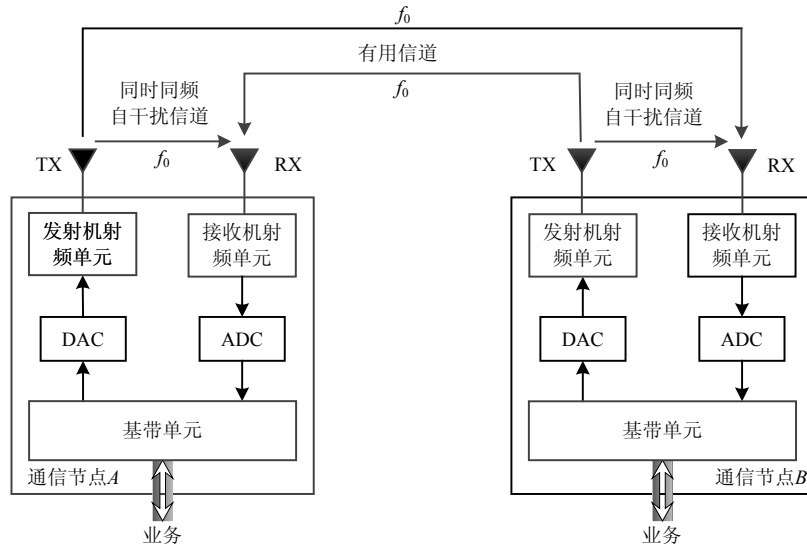


图1 收发天线分离全双工无线通信示意图

1 测量平台与测量场景

本节对测量所使用到的信道测量平台进行简单介绍, 并描述了测量过程与测量场景。

1.1 测量平台

收发天线分离同时同频全双工通信系统结构如图1所示^[10]。测量系统如图2所示^[10], 测量系统包括矢量网络分析仪(VNA)RS-ZNB8, 2个4 dBi的全向天线。VNA的发射信号功率为10 dBm, 扫频范围为2.5~2.7 GHz, VNA扫频间隔为1 MHz。测量中数据的处理采用文献[11]的方法。



图2 信道测量平台

1.2 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)的屏蔽实验室(长×宽×高: 3.5 m×7 m×2.8 m), 如图3所示。其中房间内选取40个测试点。收发天线

的间距为0.1~1 m。在测试过程中, 天线高度设置为1.7 m, 收发天线的中心与测试点重合。为了降低噪声对测试结果的影响, 在每个测试点取10次测量的数据并取平均值作为该次测量的结果。由于一次测量持续时间较长, 为了使测量的信道不变, 测量时要确保天线附近无人走动。

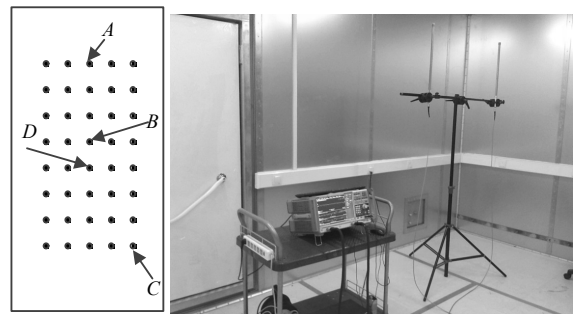


图3 测试场景及平面图

2 信道特性分析及测试数据处理及分析

2.1 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。路径损耗定义为^[12]:

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

式中, 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; N 为在频率范围 $(f_{-N/2}, f_{N/2})$ 内等间隔扫频的频点的数目, $N \in Z$ 。

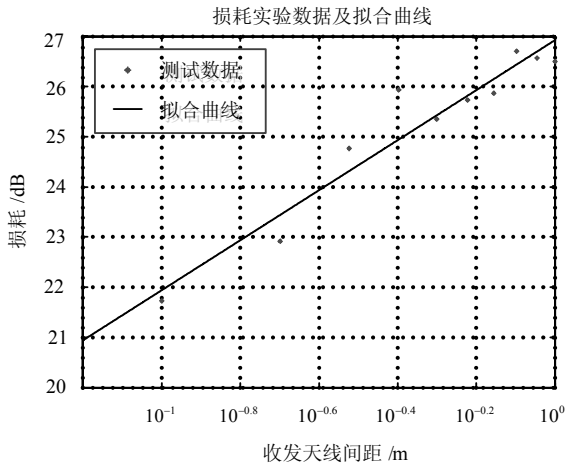


图4 路径损耗

一般情况下，路径损耗随距离增加呈对数衰减，因收发天线之间无遮挡，不考虑阴影衰落，其对数距离损耗模型为：

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

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

通过测试，得到天线间距为0.1~1 m频率响应，利用式(1)得到不同天线间距下的平均路径损耗，如图4所示，通过最小二乘法拟合，得到 $n = 0.50$ ， $P_{r0} = 26.91\text{ dB}$ ，为了检验拟合性能，利用相关系数 r 对其进行拟合优度分析：

$$r = \frac{\sum_{i=1}^n (y_i - \bar{y})(x_i - \bar{x})}{\sqrt{\sum_{i=1}^n (y_i - \bar{y})^2} \sqrt{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}} \quad (3)$$

式中， 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。经计算， $r = 0.96$ 。结果表明在屏蔽室环境下，自干扰信道的路径损耗可以用对数损耗建模。

从测试结果看，在存在大量多径的屏蔽室环境下，其损耗系数为0.50，这与一般室内环境损耗系数在2左右有着很大差异。主要是因为屏蔽室环境下四周存在金属反射体，这些反射体对于电磁波有着很强的反射，信号的能量经多次反射并最终被天线所接收，形成波导效应^[13]，从而导致其损耗系数偏小。

2.2 时延功率谱

收发天线分离同时同频全双工自干扰信道 $h(t, \tau)$ 可以用冲激响应建模：

$$h(t, \tau) = \sum_{i=1}^I a_i(t) \delta(t - \tau_i(t)) \exp(j\theta_i(t)) \quad (4)$$

式中， t 表示为冲激的观测时间； τ 为冲激的应用时间； I 为多径数； $a_i(t)$ 为第 i 条径的幅度； $\tau_i(t)$ 为第 i 条径的时延； $\theta_i(t)$ 为第 i 条径的相位； δ 为狄拉克函数。

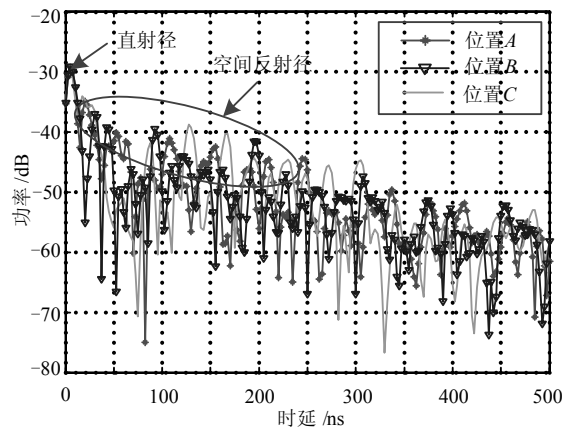
本文采用频域测量方法。频域响应 $Y(f)$ 由矢量网络分析仪测量得到，通过IDFT变换，得到时域冲激响应 $h(\tau)$ ：

$$h(\tau) = \text{IFFT}[Y(f)] = \text{IFFT}[H(f) \times w(f)] \quad (5)$$

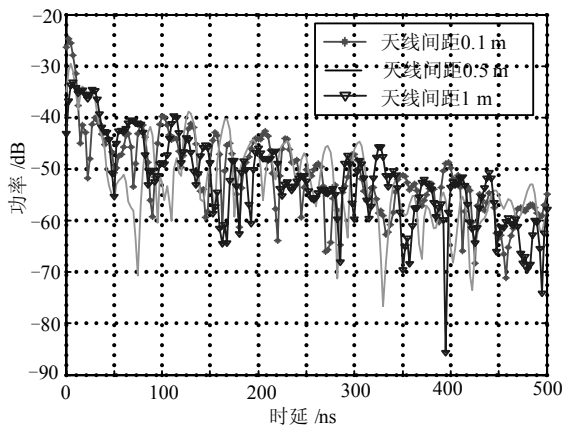
式中， $H(f)$ 为2.5~2.7 GHz信道的频率响应函数； $w(f)$ 为窗函数，主要用于降低频谱的泄漏，本文 $w(f)$ 采用Hanning窗^[14]。

时延功率谱 $P(\tau)$ 定义为时域响应 $h(\tau)$ 模值的平方^[15]：

$$P(\tau) = |h(\tau)|^2 \quad (6)$$



a. 当天线间距 $d=0.5\text{ m}$ 时，不同位置的PDP



b. 位置B处不同收发天线间距的PDP

图5 收发天线分离全双工自干扰信道时延功率谱

图5是在屏蔽室环境下得到的不同位置与状态下的PDP，图5a是在屏蔽室A, B, C处分别得到的天线间距为0.5 m时的PDP。从图5a可以看出，天线的

主径为直射径, 直射径的功率与空间反射径相差最小约5 dB左右, 并且由于所处的位置不同, 空间反射径到达接收端的时间与强弱在不同位置会有很大的差别。这主要是由于在不同的位置, 空间反射径经历的路径距离与损耗不同。图5b是在屏蔽室位置B处得到的天线间距为0.1, 0.5, 1 m时的PDP。从图5b可以看出, 随着天线间距的增加, 直射径的功率逐渐减弱, 直射径与空间反射径的相对的功率差逐渐变小。在天线间距为1 m时, 直射径与相邻的空间反射径的功率相差无几, 产生这种现象的主要原因是由于这些相邻的空间反射径在经金属反射体反射后, 损耗并不很大, 且在不同方向上相叠加的缘故。在实际的应用场景中, 天线附近出现比较强的反射体可能会出现这种现象, 在对全双工自干扰信号进行消除时, 这种极端情景将会增加自干扰消除的难度与成本。

2.3 RMS时延扩展

RMS时延扩展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。RMS时延扩展定义为^[15]:

$$\tau_{\text{rms}} = \sqrt{\tau^2 - (\bar{\tau})^2} \quad (7)$$

其中,

$$\bar{\tau}^n = \frac{\sum_k \tau_k^n P(\tau_k)}{\sum_k P(\tau_k)} \quad n = 1, 2 \quad (8)$$

式中, $P(\tau_k)$ 是第 k 条路径分量的功率; τ_k 是对应的时延。

利用测试点的PDP, 根据式(7)计算出每次测量的RMS时延扩展 τ_{rms} 。图6为天线间距 $d = 0.5, 1$ m时的 τ_{rms} 的累积概率密度曲线。本文对不同场景得到的测试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。其显著性水平值 P 分别为0.72和0.99。从结果可以看出, 对于屏蔽室场景, 其RMS时延扩展的概率分布可以较好地符合对数正态分布。

因此, 屏蔽室环境下收发天线分离全双工自干扰信道的 τ_{rms} 可用对数正态分布建模:

$$\tau_{\text{rms}}(d) = e^{X(d)} \quad (9)$$

式中, $\tau_{\text{rms}}(d)$ 是在天线间距为 d 时的RMS时延扩展; $X(d)$ 为服从 $N(\mu, \sigma^2)$ 正态分布的随机变量, μ 为 $X(d)$ 的均值, σ 为 $X(d)$ 的标准差, 如图6所示。当 $d = 0.5$ m时, $\mu = -16.27$, $\sigma = 0.09$, $d = 1$ m时,

$\mu = -16.22$, $\sigma = 0.10$ 。

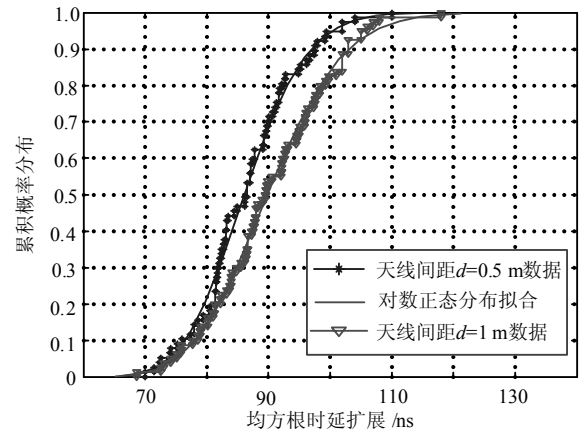


图6 RMS时延扩展累积概率分布及对数正态拟合

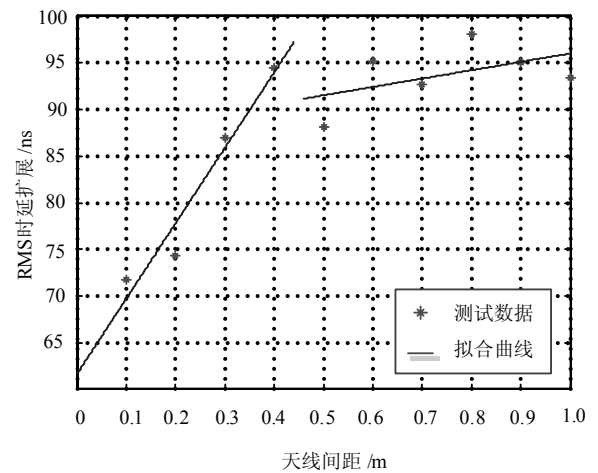


图7 RMS时延扩展与天线间距之间的关系

为了观察天线间距与RMS时延之间的关系, 选取不同天线间距下4个不同位置的平均RMS时延扩展进行比较, 如图7所示。从图7可以看出, 天线间距 $d < 0.4$ m时, RMS时延扩展随天线间距增加而增加, 当 $0.4 \text{ m} < d < 1 \text{ m}$ 时, 其RMS时延扩展相差不大, 并且增加速度明显放缓。一般来说, 存在直射径的情况下, RMS时延扩展的大小主要由相邻间较强的空间反射径的到达时间与强度所决定。在屏蔽室环境下, 当天线间距较小时, 自干扰信道的主径为直射径, 直射径与相邻的空间反射径的功率差较大, 相邻的空间反射径对RMS时延扩展的贡献较小, 此时RMS时延扩展相对较小。随着天线间距的逐渐增加, 相邻的空间反射径相对直射径的功率逐渐增强, 其对于RMS时延扩展的贡献越来越大, RMS时延扩展则逐渐增大, 当直射径的功率低于相邻的空间反射径或者相差无几时, RMS时延扩展由最强的空间反射径决定, 此时RMS时延的变化相对趋于平稳。

2.4 莱斯K因子

莱斯K因子定义为^[16]:

$$K(\text{dB}) = 10 \lg \left(\frac{A^2}{2\sigma^2} \right) \quad (10)$$

式中, A 为主信号幅度的峰值; σ^2 为多径分量的方差。

本文采用基于时域冲激响应的方法计算莱斯K因子^[17], 该方法是将直射径分量的功率与空间散射分量的功率之比作为对K因子进行估计。

在位置B与D处测得K因子如表1所示, 可以看出, 在屏蔽室环境下, 莱斯K因子随着天线间距的增加逐渐变小, 并且当天线间距 $d \geq 0.2 \text{ m}$ 时, 其值小于0 dB。结果表明, 当天线间距较小时, 直射径分量的功率占主导地位, 随着天线间距的增加, 直射径的功率逐渐降低, 而空间反射径的功率相对提高, 有时相互叠加后的功率甚至可能超过直射径的功率, 这点在图5b中已体现。自干扰信号包络的莱斯分布特征在天线间距较近时比较明显, 随着天线间距的增加, 莱斯分布的特征逐渐降低, 趋于瑞利分布。

表1 位置B, D处的K因子

天线间距/m	位置B/dB	位置D/dB
0.1	0.96	1.21
0.2	-2.00	-3.33
0.3	-2.22	-2.84
0.4	-1.45	-3.95
0.5	-1.74	-4.29
0.6	-8.59	-6.02
0.7	-9.98	-8.23
0.8	-11.05	-10.63
0.9	-9.25	-7.99
1.0	-7.17	-5.69

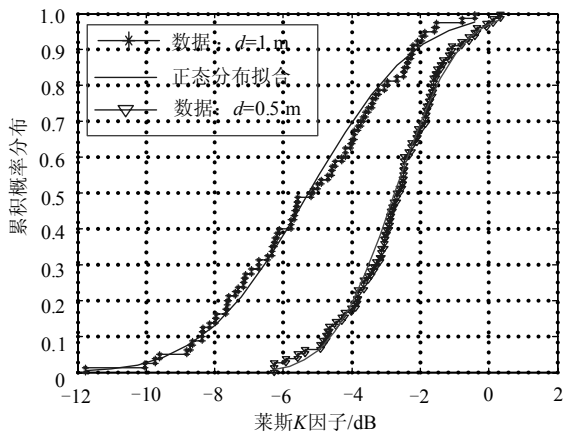


图8 天线间距 $d=0.5, 1 \text{ m}$ 时的莱斯K因子累积分布

为了观察K因子在不同位置的分布特性, 本文将天线间距 $d = 0.5, 1 \text{ m}$ 时的K因子与正态分布进行比较, 如图8所示, 对不同的位置得到的K因子的测试结果采用柯尔莫洛夫-斯米尔洛夫检验 (Kolmogorov-Smirnov Test) 进行拟合优度分析, 其显著性水平值 P 均为0.77。结果表明全双工自干扰信道的K因子在屏蔽室环境中较好地符合正态分布。

3 屏蔽室环境自干扰信道的特殊性

目前, 全双工系统主要采用收发天线分离和共用收发天线两种结构^[1]。对于采用共用天线的全双工自干扰信道, 将另文分析。对于收发分离的全双工自干扰信道, 与传统的有用信道相类似, 不同之处在于: 对于收发分离的全双工自干扰信道, 收发天线的间距往往非常小, 其接收天线可能处于接收天线的近场区域。

为了分析2.6 GHz频段屏蔽室环境的同时同频全双工自干扰信道的特殊性, 将屏蔽室环境与一般的室内环境自干扰信道以及一般的有用信道的统计参数进行对比, 如表2所示。表中, 全双工自干扰信道下RMS时延扩展与K因子均为天线间距在0.5 m时的数据, 室内全双工自干扰信道测量结果取自文献[10], 有用信道的结果取自文献[18]。

表2 屏蔽室环境全双工自干扰信道与一般室内环境信道的比较

参数	WinnerII ^[18]	全双工自干扰信道	
	有用信道	一般室内	屏蔽室
测试频段/GHz	2~2.5	2.5~2.7	
场景	一般室内	一般室内	屏蔽室
天线间距/m	$d > 1$	$d < 1$	$d < 1$
损耗系数	1.87	1.52	0.50
RMS时延均值/ns	34.5~49	4.84	85.7
RMS时延方差/ ns^2	5.4-13.2	1.91	8.71
K因子均值/dB	11.50	15.63	-5.27
K因子标准差/dB	6.10	7.62	2.42
RMS时延分布	—	在不同天线间距下服从对数正态分布	在不同天线间距下服从对数正态分布
K因子分布	正态分布	在不同天线间距下服从威布尔分布	在不同天线间距下服从正态分布

结果表明, 与一般室内环境的全双工自干扰信道以及有用信道相比, 屏蔽室环境全双工自干扰信

道的损耗系数小得多。这主要是由于屏蔽室的四周全部由金属导体组成, 当信号经天线发射后, 经屏蔽室周围金属导体多次反射后, 产生丰富的强多径信号, 形成波导效应, 导致其损耗比一般室内环境小得多。

屏蔽室环境与一般室内环境下的全双工自干扰信道以及有用信道相比存在丰富的多径, 因此屏蔽室环境比一般室内环境收发天线分离的全双工自干扰信道的RMS时延扩展大。

由于屏蔽室环境周边导体的反射, 其多径信号幅度与直射径比一般室内环境的大, 因此屏蔽室环境的全双工自干扰信道的莱斯K因子比一般室内环境小很多, 并且随着天线间距的增加, 其自干扰信号的包络的莱斯分布特性越来越低。

4 结 论

本文针对屏蔽室场景, 在2.6 GHz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测量与研究, 得到了传输损耗, RMS时延扩展, 莱斯K因子相关信道特性参数的特性。最后, 将屏蔽室环境与一般室内环境的信道传播特性进行比较, 结果表明, 二者信道特性存在非常大的差异。这些结果为深入研究同时同频全双工系统的自干扰消除提供有意义的参考。

参 考 文 献

- [1] HONG S S, MEHLMAN J, KATTI S. Picasso: Flexible RF and spectrum slicing[C]//Proceedings of the ACM SIGCOMM. Helsinki: ACM, 2012.
- [2] HUA Y, LIANG P, MA Y. A method for broad band full-duplex MIMO radio[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2012, 19(12): 793-796.
- [3] DUARTE M, DICK C. Experiment-driven characterization of full-duplex wireless systems[J]. IEEE Journal on Wireless Communications, 2012, 11(12): 4296-4307.
- [4] BHARADIA D, MCMILIN E, KATTI S. Full duplex radios[C]//Proceedings of the ACM SIGCOMM. HongKong, China: ACM, 2013.
- [5] BHARADIA D, KATTI S. Full duplex MIMO radios[C]//Proc USENIX, NSDI. [S.l.]: [s.n.], 2014.
- [6] 焦秉立, 马猛. 同频同时全双工技术浅析[J]. 电信网技术, 2013, 11(11): 29-32.
JIAO Bing-li, MA Meng. Full duplex technology[J]. Telecommunications Network Technology, 2013, 11(11): 29-32.
- [7] 徐强, 全欣. 同时同频全双工LTE射频自干扰抑制能力分析 & 实验验证[J]. 电子与信息学报, 2014, 36(03): 662-668.
XU Qiang, QUAN Xin. Analysis and experimental verification of rf self-interference cancelation for co-time co-frequency full-duplex LTE[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2014, 36(03): 662-668.
- [8] WU X Y, SHEN Y, TANG Y X. The power delay profile of the single-antenna full-duplex self-interference channel in indoor environments at 2.6 GHz[J]. Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE, 2014, 8(13): 1561-1564.
- [9] WU X Y, SHEN Y, TANG Y X. Propagation characteristics of the full-duplex self-interference channel for the indoor environment at 2.6 GHz [C]//IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. Memphis: IEEE Press, 2014.
- [10] 吴翔宇, 沈莹, 唐友喜. 室内环境下2.6 GHz同时同频全双工自干扰信道测量与建模[J]. 电子学报, 2015, 43(01): 1-6.
WU Xiang-yu, SHEN Ying, TANG You-xi. Measurement and modeling of co-time co-frequency full-duplex self-interference channel of indoor environment at 2.6 GHz[J]. Acta electronic Sinica, 2015, 43(01): 1-6.
- [11] VARELA M S, SANCHEZ M G. 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.
- [12] SANTELLA G, RESTUCCIA E. Analysis of frequency domain wide-band measurements of the indoor radio channel at 1, 5.5, 10 and 18 GHz[C]//The Key to Global Prosperity, Global Telecommunications Conference Communications. London, UK: IEEE Press, 1996.
- [13] EMSLIE A G, LAGACE R L, STRONG P F. Theory of the propagation of UHF radio waves in coal mine tunnels[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1975, 23(2): 192-205.
- [14] R&S. ZNB vector network analyzers user manual[M]. Germany: Rohde & Schwarz GmbH & Co, 2013.
- [15] WANG Y, LU W. Propagation characteristics of the LTE indoor radio channel with persons at 2.6 GHz[J]. Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE, 2013, 12(1): 991-994.
- [16] RAPPAPORT T S. Wireless communications: Principles and practice[M]. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall PTR, 2002.
- [17] KAYA A O, GREENSTEIN L J, TRAPPE W. Characterizing indoor wireless channels via ray tracing combined with stochastic modeling[J]. Wireless Communications, IEEE Transactions on, 2009, 8(8): 4165-4175.
- [18] KYOSTI P. IST-WINNER II D1.1.2: WINNER II channel models - part ii radio channel measurement and analysis results[EB/OL]. [2014-10-22]. <http://www.ist-winner.org>.