

DOI: 10.13382/j.jemi.B2205384

超宽带频率非平稳信道硬件实时模拟研究*

冯瑞瑞 毛开 朱秋明 周强军 李奇 陈小敏

(南京航空航天大学电磁频谱空间认知动态系统工业与信息化部重点实验室 南京 211100)

摘要:利用信道模拟器在实验室复现电波传播环境是超宽带通信设备测试的重要手段。本文针对超宽带信道的频率非平稳特性,提出了一种基于频域平稳区间叠加的超宽带信道模型,并据此设计了基于软件无线电平台的硬件实时模拟系统。该系统使用多路数据并行处理架构实现对高速率数据的实时处理,并引入迭代算法和时分复用结构,既保证信道衰落生成的实时性也降低了硬件资源消耗。实测结果表明,本文模拟器可支持模拟 600 MHz 的超宽带信道衰落,信道衰落谱型与理论仿真结果吻合,并且输出的信道冲激响应与实测结果基本一致。该系统可为超宽带通信系统的优化、验证和评估提供一种有效的手段。

关键词:超宽带信道模型;信道模拟器;并行处理;信道衰落;迭代算法

中图分类号: TN92 文献标识码: A 国家标准学科分类代码: 510.50

On hardware real-time emulation of frequency non-stationary UWB channels

Feng Ruirui Mao Kai Zhu Qiuming Zhou Qiangjun Li Qi Chen Xiaomin

(Key Laboratory of Dynamic Cognitive System of Electromagnetic Spectrum Space, Ministry of Industry and Information Technology, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 211100, China)

Abstract: The use of channel simulators to reproduce the radio wave propagation environment in the laboratory is an important means to test ultra-wideband (UWB) communication equipment. Aiming at the frequency nonstationary characteristics of UWB channels, a UWB channel model based on stationary interval superposition in frequency domain is proposed in this paper, and a hardware real-time simulation system based on software radio platform is designed. The system uses a multi-channel data parallel processing architecture to realize real-time processing of high-rate data, and introduces an iterative algorithm and a time division multiplexing structure, which not only ensures real-time generation of channel fading but also reduces hardware resource consumption. The measured results show that the simulator can simulate and output the 600 MHz ultra-wideband signal after superposition non-stationary fading in real time. The measured results show that the simulator can support the simulation of 600 MHz UWB channel fading, the channel fading spectrum is consistent with the theoretical simulation results, and the output channel impulse response is basically consistent with the measured results. The system can provide an effective means for optimization, verification and evaluation of ultra-wideband communication systems.

Keywords: UWB channel model; channel simulator; parallel processing architecture; channel fading; iterative algorithm

0 引言

超宽带通信技术(带宽大于载波频率的 20%或大于 500 MHz)因其更高的传输速率和丰富的频谱资源将成为 B5G 通信的关键技术之一^[1-2]。超宽带信道频率覆盖范围大,不同频率信号的反射、衍射等基本传播过程和能

量衰减具有明显差异性,导致超宽带信道呈现出频率非平稳性^[3-6]。此外,由于无线通信传播环境复杂多变,外场测试投入成本高、测试周期长,因此构建符合真实传播环境的超宽带频率非平稳模型并进行硬件模拟复现,对于超宽带通信系统的总体设计、算法优化和性能快速评估有着重要意义。

目前,国内外学者针对超宽带信道特性分析及建模

收稿日期: 2022-04-14 Received Date: 2022-04-14

* 基金项目: 国家重大科研仪器研制项目(61827801)、江苏省自然科学基金(BK20211182)、未来网络科研基金(FNSRFP-2021-YB-04)项目资助

展开了大量研究^[7-11]。比如,文献[7-8]基于超宽带信道实测数据分析了路径损耗、延迟扩展、多普勒频率等信道参数;文献[9-11]根据实测数据提出了一种考虑多径分量的宽带信道模型,但上述模型都采用了宽带信号的中心频点计算信道参数,没有体现不同频率分量的信道特性差异性。进一步地,文献[12-13]将超宽带信道划分为多个平稳区间,通过将多个平稳的子信道叠加成一种具有频率非平稳性信道模型,该模型能很好地描述不同频率分量的信道特性对超宽带信道模型的复合效应,也为超宽带信道的硬件复现提供了一个可行的理论模型框架。

近年来,针对传统宽带信道的硬件模拟复现也得到了广泛研究^[14-18]。例如,文献[14]利用软件计算信道参数,并实时配置一台 20 MHz 带宽的硬件设备复现非平稳信道衰落;文献[15]利用几何随机方法的非平稳多输入多输出(multiple input multiple output, MIMO)信道简化模型,设计并实现了一个基于系统带宽为 100 MHz 的现场可编程逻辑阵列(field programmable gate array, FPGA)器件硬件平台的车车信道模拟器。文献[17]基于 120 MHz 带宽的 NI USRP-Rio 硬件平台开发了一套非平稳 MIMO 信道模拟器;文献[18]基于 160 MHz 带宽的 FPGA 通用平台,模拟复现了改进的非平稳 MIMO 几何统计信道模型。上述信道模拟设备虽然支持非平稳信道的实时模拟,但是由于设备带宽(小于 160 MHz)和系统架构的限制,无法扩展用于超宽带信道的模拟复现。据调研,目前仅文献[19]基于商用多通道信道模拟器采用功率叠加的方法,研制了最大等效带宽为 1.28 GHz 的超宽带信道模拟设备。需要指出的是,该模拟设备仅给出了一种可用于超宽带信道模拟的硬件架构,并没有充分考虑超宽带信道参数的频率非平稳性。此外,商用信道模拟器价格昂贵,且物理通道数有限,无法胜任不同通信场景下超宽带信道的模拟需求。

本文针对超宽带信道参数的频率非平稳特性提出了一种基于频率平稳区间叠加的超宽带信道模型,设计了一种并行的超宽带信道硬件等效实现架构,并利用调频信号叠加和高速数据并行处理技术在软件无线电平台实现了超宽带信道的实时模拟。最后,将所研制的超宽带信道模拟器输出结果与软件仿真结果及信道实测结果进行对比验证。

1 超宽带信道模型

不同频率的信号在传播过程中会经历不同的路径损耗、路径时延和路径相位等,因此超宽带信道呈现明显的频率非平稳性^[20]。但是,对于相近的频率,信道特性不会发生大的改变,因此可以将其视为频率平稳区间。而

平均时延功率谱(averaged power delay profile, APDP)方法作为超宽带通信过程中计算频率平稳区间的主要方法^[13],本文据此将超宽带信道按照频率平稳间隔等分成多个具有频率平稳特性子信道,最后将所有子信道合成一个频率相关的超宽带信道模型,如图 1 所示。

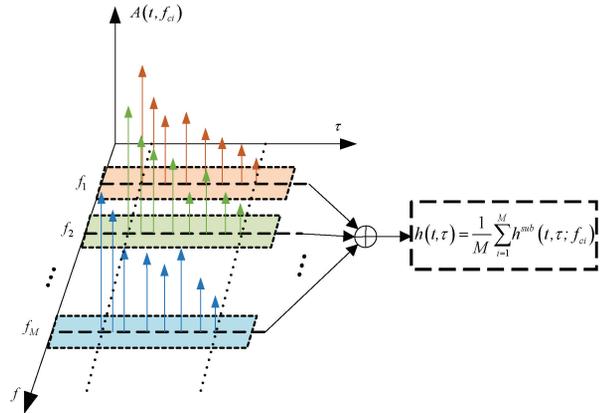


图 1 基于频域平稳区间叠加的超宽带信道模型

Fig. 1 UWB channel model based on stationary interval superposition in frequency domain

为了降低模型的复杂性,本文假设不同的频率分量经历相同的路径时延,但具有不同的路径损耗和路径相位。因此,超宽带信道模型的信道冲激响应(channel impulse response, CIR)可以表示为:

$$h(t, \tau) = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M h^{sub}(t, \tau; f_{ci}) = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \sum_{n=1}^N \sum_{l=1}^L A_{n,l}(t; f_{ci}) \exp(j\psi_{n,l}(t; f_{ci})) \cdot \delta(\tau - \tau_n(t)) \quad (1)$$

式中: M 为子带信道个数, f_{ci} 是各个子带信号的中心频率, $h^{sub}(t, \tau; f_{ci})$ 表示该中心频率下子带信道对应的 CIR, N 表示子信道中有效传播簇数目, L 代表每个簇中包含的不可分辨径数目, $A_{n,l}(t; f_{ci})$ 和 $\psi_{n,l}(t; f_{ci})$ 分别表示第 n 个簇中第 l 条径的路径增益和相位, $\tau_n(t)$ 表示该簇的传播时延。通常情况下, $l = 1$ 表示直射径(line-of-sight, LoS), l 取其他值时表示散射径(non-line-of-sight, NLoS)。

2 超宽带信道硬件实时模拟

2.1 系统方案及信道参数计算

本文设计的超宽带信道模拟器主要由主控计算机单元、超宽带信号处理单元和超宽带射频变换单元 3 部分组成,信道模拟器通过工控机箱的 PCIe 总线实现各单元间的数据交互,如图 2 所示。

主控计算机单元完成系统参数的配置和信道参数的计算,并将计算的信道参数通过 PCIe 总线传输至超宽带信号处理单元。搭载 Xilinx Kintex-7 410 T 芯片的超宽带

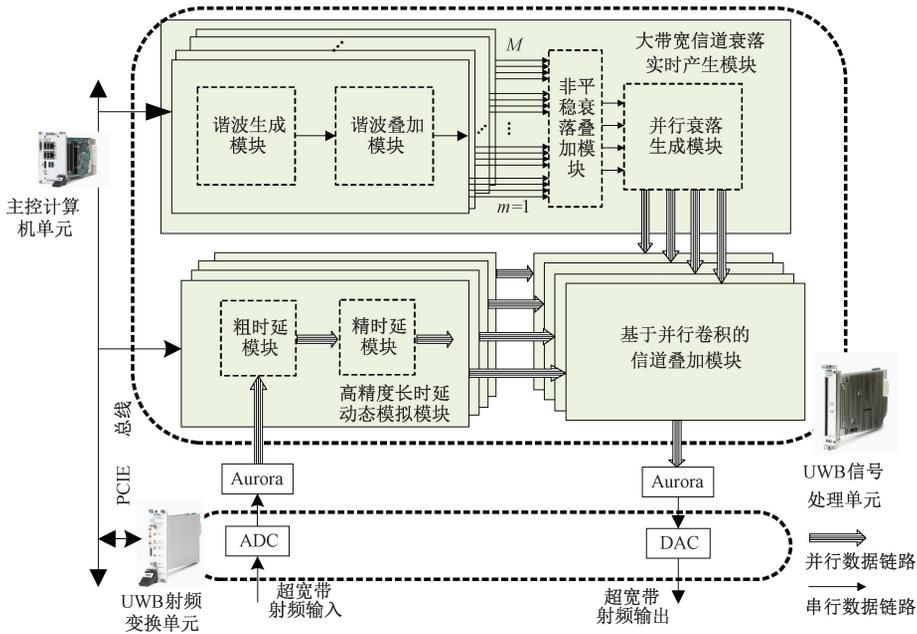


图 2 超宽信道硬件模拟系统框图

Fig. 2 Block diagram of hardware simulation system for UWB channel

信号处理单元是整个信道模拟器的核心,主要包括大带宽信道衰落实时产生模块、基于并行卷积的信道叠加模块和高精度长时延动态模拟模块。其中,大带宽信道衰落实时产生模块通过迭代算法和时分复用结构实现信道衰落的实时产生,并通过串并转换和数据内插生成并行衰落数据;高精度长时延动态模拟模块主要由双端口 RAM 和多相滤波器结构组成,可实现对输入超宽带信号粗时延和精时延的模拟;基于并行卷积的信道叠加模块主要利用并行 FIR 滤波器架构,用来完成对多路并行的超宽带信道衰落与时延后信号的卷积处理。超宽带射频变换单元包括上下变频模块、数模(AD)/模数(DA)转换模块、滤波模块和功率补偿模块。其中,AD/DA 转换模块的最高采样速率可以达到 1.25 GS/s,可实现瞬时带宽为 1 GHz 的超宽带信号的高速数据采集。

对于超宽带信道模型的硬件实现,首先需要将信道模型离散化,此时式(1)可以改写成:

$$h(\zeta, s) = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \sum_{n=1}^N \sum_{l=1}^L A_{n,l}(\zeta, f_{ci}) \exp(j\psi_{n,l}(\zeta, f_{ci})) \cdot \delta(s - l \tau_n(\zeta) | T_s) \quad (2)$$

式中: ζ 和 s 分别表示时域和时延域离散化的索引值, T_s 为采样间隔, $l \tau_n(\zeta) | T_s$ 表示由采样间隔 T_s 组成的离散路径时延。其中, $A_{n,l}(\zeta, f_{ci})$ 可进一步表示为:

$$A_{n,l}(\zeta; f_{ci}) = 10^{-\left(32.4 + 20 \log\left(\frac{c \cdot \tau_n(\zeta)}{1000}\right) + 20 \log\left(\frac{f_{ci}}{10^6}\right) + \xi_n\right) / 20} \quad (3)$$

式中: c 和 ξ_n 分别指光速和场景相关的修正系数。路径相位由两部分组成,分别为初始相位和由多普勒频移造

成的相位变化值,可表示成:

$$\psi_{n,l}(\zeta; f_{ci}) = \psi_{n,l}^{ini} + \frac{2\pi\zeta T_s f_{ci}}{c} (\mathbf{v}^{MT}(\zeta) \mathbf{r}_{n,l}^{MT}(\zeta) + \mathbf{v}^{MR}(\zeta) \mathbf{r}_{n,l}^{MR}(\zeta)) \quad (4)$$

其中, $\psi_{n,l}^{ini}$ 表示在 $[0, 2\pi)$ 区间内服从均匀分布的初始相位, $\mathbf{v}^{MT/MR}(\zeta)$ 和 $\mathbf{r}_{n,l}^{MT/MR}(\zeta)$ 分别是收发端速度矢量和球坐标系的单位向量。假定收发端在一个三维场景中移动,则移动端的相对速度可写成:

$$\mathbf{v}^{MT/MR}(\zeta) = v^{MT/MR}(\zeta) \begin{bmatrix} \cos\alpha_v^{MT/MR}(\zeta) \cos\beta_v^{MT/MR}(\zeta) \\ \sin\alpha_v^{MT/MR}(\zeta) \cos\beta_v^{MT/MR}(\zeta) \\ \sin\beta_v^{MT/MR}(\zeta) \end{bmatrix}^T \quad (5)$$

式中: $v^{MT/MR}(t)$, $\alpha_v^{MT/MR}(t)$ 和 $\beta_v^{MT/MR}(t)$ 分别表示速度矢量 $\mathbf{v}^{MT/MR}(t)$ 的大小、方位角和俯仰角。由此可得收发端的位置为:

$$\mathbf{L}^{MT/MR}(\zeta) = \mathbf{L}_0^{MT/MR} + \mathbf{v}^{MT/MR}(\zeta) \cdot \zeta T_s \quad (6)$$

式中: $\mathbf{L}_0^{MT/MR}$ 表示移动收发端的初始位置。LoS 径与 NLoS 径的时延可由此得出:

$$\tau_n(\zeta) = \begin{cases} \frac{\|\mathbf{L}^{MR}(\zeta) - \mathbf{L}^{MT}(\zeta)\|}{c} & \text{LoS} \\ \frac{\|\mathbf{L}^{MR}(\zeta) - \mathbf{L}^S(\zeta)\| + \|\mathbf{L}^{MT}(\zeta) - \mathbf{L}^S(\zeta)\|}{c} & \text{NLoS} \end{cases} \quad (7)$$

式中: $\mathbf{L}^S(\zeta)$ 表示第 n 个散射体的位置。

收发端的球坐标系单位向量可表示为:

$$\mathbf{r}_{n,l}^{\text{MT/MR}}(\zeta) = \begin{bmatrix} \cos\beta_{n,l}^{\text{MT/MR}}(\zeta) \cos\alpha_{n,l}^{\text{MT/MR}}(\zeta) \\ \cos\beta_{n,l}^{\text{MT/MR}}(\zeta) \sin\alpha_{n,l}^{\text{MT/MR}}(\zeta) \\ \sin\beta_{n,l}^{\text{MT/MR}}(\zeta) \end{bmatrix} \quad (8)$$

式中: $\alpha_{n,l}^{\text{MT}}(\zeta)$ 和 $\beta_{n,l}^{\text{MT}}(\zeta)$ 分别表示射线传播路径离开角的方位角 (azimuth angle of departure, AAoD) 和俯仰角 (elevation angle of departure, EAoD), 同理, $\alpha_{n,l}^{\text{MR}}(\zeta)$ 和 $\beta_{n,l}^{\text{MR}}(\zeta)$ 表示传播路径到达角的方位角 (azimuth angle of arrival, AAoA) 和俯仰角 (elevation angle of arrival, EAoA)。根据上述位置信息, AAoD/AAoA 和 EAoD/EAoA 的正、余弦值可分别表示为式 (10) 和 (11)。式中, $L_x^{\text{MT/MR}}(\zeta)$ 、 $L_y^{\text{MT/MR}}(\zeta)$ 和 $L_z^{\text{MT/MR}}(\zeta)$ 分别表示 $L^{\text{MT/MR}}(\zeta)$ 在 x 、 y 和 z 轴上的投影分量。同理, $L_x^{\text{S},l}(\zeta)$ 和 $L_y^{\text{S},l}(\zeta)$ 分别表示散射体位置 $L^{\text{S},l}(\zeta)$ 在 x 轴与 y 轴上的投影分量。

2.2 大带宽信道衰落实时产生

本文采用迭代的思想实现信道衰落所需的复谐波产生, 相较于目前广泛使用的查找表方法和坐标旋转数字计算方法, 该方法只需要复谐波信号的初始值和多普勒频率的复指数值, 通过上一时刻的值迭代计算出下一时刻的复指数值, 节约大量的存储器资源并更为高效。

超宽带信道模型中幅值归一化的单个复谐波可离散化表示为:

$$\hat{\eta}_{n,l}(k) = e^{j \cdot \left(\sum_{i=0}^k 2\pi T_s f_{n,l}(i) + \psi_{n,l}^{\text{ini}} \right)} = \eta_{n,l}(k) + j \cdot \hat{\eta}_{n,l}(k) \quad (9)$$

其中, 实部可表示为:

$$\begin{aligned} \cos(\alpha_{n,l}^{\text{MT/MR}}(\zeta)) &= \frac{L_x^{\text{MT/MR}}(\zeta) - L_x^{\text{S},l}(\zeta)}{\sqrt{(L_x^{\text{MT/MR}}(\zeta) - L_x^{\text{S},l}(\zeta))^2 + (L_y^{\text{MT/MR}}(\zeta) - L_y^{\text{S},l}(\zeta))^2}} \\ \sin(\alpha_{n,l}^{\text{MT/MR}}(\zeta)) &= \frac{L_y^{\text{MT/MR}}(\zeta) - L_y^{\text{S},l}(\zeta)}{\sqrt{(L_x^{\text{MT/MR}}(\zeta) - L_x^{\text{S},l}(\zeta))^2 + (L_y^{\text{MT/MR}}(\zeta) - L_y^{\text{S},l}(\zeta))^2}} \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \cos(\beta_{n,l}^{\text{MT/MR}}(\zeta)) &= \frac{\|L^{\text{MT/MR}}(\zeta) - L^{\text{S},l}(\zeta)\|}{\sqrt{(L_x^{\text{MT/MR}}(\zeta) - L_x^{\text{S},l}(\zeta))^2 + (L_y^{\text{MT/MR}}(\zeta) - L_y^{\text{S},l}(\zeta))^2}} \\ \sin(\beta_{n,l}^{\text{MT/MR}}(\zeta)) &= \frac{L_z^{\text{MT/MR}}(\zeta) - L_z^{\text{S},l}(\zeta)}{\|L^{\text{MT/MR}}(\zeta) - L^{\text{S},l}(\zeta)\|} \end{aligned} \quad (11)$$

$$\eta_{n,l}(k) = \cos\left(\sum_{i=0}^k 2\pi T_s f_{n,l}(i) + \psi_{n,l}^{\text{ini}}\right) \quad (12)$$

真实场景下多普勒频率的变化速率远远小于系统的时钟, 因此可以假定在采样时刻前后的一段时间间隔内多普勒频率维持不变, 因此式 (12) 可以改写成:

$$\begin{aligned} \eta_{n,l}(k) &= \cos\left(\sum_{i=0}^{k-1} 2\pi T_s f_{n,l}(i) + 2\pi T_s f_{n,l}(k-1) + \psi_{n,l}^{\text{ini}}\right) = \\ &\eta_{n,l}(k-1) \cos(2\pi T_s f_{n,l}(k-1)) - \\ &\hat{\eta}_{n,l}(k-1) \sin(2\pi T_s f_{n,l}(k-1)) = \\ &\eta_{n,l}(k-1) \cdot \chi(k-1) - \hat{\eta}_{n,l}(k-1) \cdot \hat{\chi}(k-1) \end{aligned} \quad (13)$$

式中: $\chi(k-1)$ 和 $\hat{\chi}(k-1)$ 分别代表多普勒频率的余弦值与正弦值。同理, 复谐波的虚部可以表示为:

$$\hat{\eta}_{n,l}(k) = \hat{\eta}_{n,l}(k-1) \cdot \chi(k-1) - \eta_{n,l}(k-1) \cdot \hat{\chi}(k-1) \quad (14)$$

最后, 复谐波的迭代表达式可以写成:

$$\tilde{\eta}_{n,l}(k) = \tilde{\eta}_{n,l}(k-1) \cdot \tilde{\chi}_{n,l}(k-1) \quad (15)$$

从式 (15) 可以看出, 通过给定的复谐波初始值和多普勒频率计算其余时刻的复指数值, 可以得到完整的谐波信号。

子信道衰落产生模块主要采用时分复用的设计思想, 如图 3 所示。以系统时钟为 f_s 为例, 谐波生成模块通过迭代算法实时读取 RAM 中存入的迭代因子, 生成 L 条速率为 f_s/L 的复谐波, 并在谐波叠加模块乘以幅值后完成 L 条复谐波的叠加, 完成一个簇内衰落的产生, 通过 N 个相同的簇衰落生成模块即可组成一个子信道衰落产生模块。

获得每个频段区间的子信道衰落后, 将每个子带信道具有相同时延的簇衰落叠加, 则可生成具有频率非平稳性的簇衰落数据。在硬件处理过程中, 多次累加运算会导致输出数据的位宽不断增加, 超过 DAC 输出位宽范围。如果采用固定的截取高位的方法, 可能会导致输出数据存在多个冗余符号位, 从而出现信号输出功率动态范围过小的现象。因此, 本文使用一种自适应位宽截取的方法, 首先实时计算当前数据的最大值, 然后再统计数据最大值符号位的个数, 最后利用奇偶舍入的方法, 在仅保留一个符号位的基础上截取满足 DAC 输出位宽的数据, 该方法能在保证数据不失真的前提下保留数据的最大有效位宽。

在得到信道的非平稳衰落数据后, 需要将该部分数据与采样进来的超宽带信号数据进行速率匹配。图 4 给出了非平稳衰落并行数据生成的硬件实现框图。首先需要将衰落数据通过移位寄存器实现串并转换, 得到 Q 路并行的衰落数据。由于信道衰落是通过时分复用的方法产生的, 对于时钟频率为 f_s 的系统, 由 L 条谐波叠加而成的衰落数据速率为 f_s/L , 因此通过移位寄存器产生的 Q 路并行数据的速率为 f_s/QL 。对于这部分低速的并行衰落数据, 需要使用内插滤波器将数据速率内插到 f_s 以完成与超宽带信号数据的速率匹配。其中, 经过内插后的复衰落数据可以表示为:

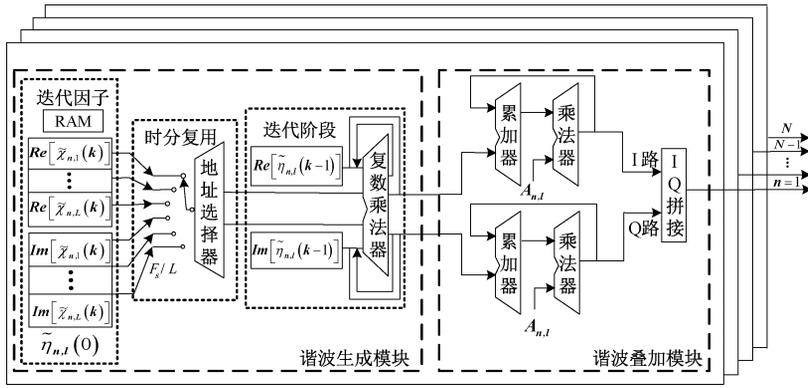


图 3 信道衰落硬件实现框图

Fig. 3 Block diagram of channel fading hardware implementation

$$\tilde{\mu}_{n,l}[m+kq] = \frac{(\tilde{\mu}_{n,l}[(k+1)q] - \tilde{\mu}_{n,l}[kq])m}{q} + \tilde{\mu}_{n,l}[kq] \quad (16)$$

式中： $\tilde{\mu}_{n,l}[kq]$ 和 $\tilde{\mu}_{n,l}[(k+1)q]$ 是经过串并转化后相邻的复衰落值， q 为内插指数， $m=0,1,2,\dots,q-1$ 。

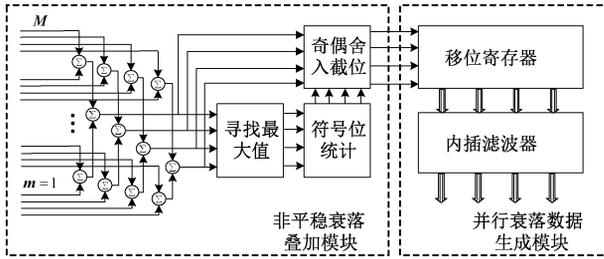


图 4 非平稳信道衰落模拟并行实现框图

Fig. 4 Block diagram of parallel implementation of nonstationary channel fading simulation

2.3 基于并行卷积的信道叠加

由于工作频率的限制，FPGA 无法直接处理数百兆的超宽带信号数据。本文设计了等效的并行架构来降低数据处理速率，考虑到传统信道叠加方法的串行滤波器架构不再适用，还设计了并行滤波器架构实现高速率数据的等效卷积。

假设并行数据的路数为 4，当系统时钟频率为 f_s 时，并行滤波器架构可实现对速率为 $4f_s$ 数据的高速卷积。对于超宽带信号四路并行数据 $x(4k)$ 、 $x(4k+1)$ 、 $x(4k+2)$ 和 $x(4k+3)$ ，其中 z 变换可以写成：

$$\begin{aligned} X(z) &= x(0) + x(4)z^{-4} + x(8)z^{-8} + \dots + \\ & z^{-1}(x(1) + x(5)z^{-4} + x(9)z^{-8} + \dots) + \\ & z^{-2}(x(2) + x(6)z^{-4} + x(10)z^{-8} + \dots) + \\ & z^{-3}(x(3) + x(7)z^{-4} + x(11)z^{-8} + \dots) = \\ & X_0(z^4) + z^{-1}X_1(z^4) + z^{-2}X_2(z^4) + z^{-3}X_3(z^4) \end{aligned} \quad (17)$$

式中： $X_0(z^4)$ 、 $X_1(z^4)$ 、 $X_2(z^4)$ 和 $X_3(z^4)$ 分别表示 $x(4k)$ 、 $x(4k+1)$ 、 $x(4k+2)$ 和 $x(4k+3)$ 的 z 变换。同样，信道衰落的四路并行数据的 z 变换可以表示为：

$$H(z) = H_0(z^4) + z^{-1}H_1(z^4) + z^{-2}H_2(z^4) + z^{-3}H_3(z^4) \quad (18)$$

式中： $H_0(z^4)$ 、 $H_1(z^4)$ 、 $H_2(z^4)$ 和 $H_3(z^4)$ 分别为信道衰落并行数据 $h(4k)$ 、 $h(4k+1)$ 、 $h(4k+2)$ 和 $h(4k+3)$ 的 z 变换。将上式代入卷积结果的求解公式可得：

$$Y(z) = X(z)H(z) = Y_0(z^4) + z^{-1}Y_1(z^4) + z^{-2}Y_2(z^4) + z^{-3}Y_3(z^4) \quad (19)$$

其中，并行卷积的输出值 $Y_0(z^4)$ 、 $Y_1(z^4)$ 、 $Y_2(z^4)$ 和 $Y_3(z^4)$ 可进一步写成：

$$\begin{aligned} Y_0 &= X_0H_0 + z^{-4}(X_1H_3 + X_2H_2 + X_3H_1) + \\ & z^{-5}(X_2H_3 + X_3H_2) + z^{-6}X_3H_3 \\ Y_1 &= X_0H_1 + X_1H_0 \\ Y_2 &= X_0H_2 + X_1H_1 + X_2H_0 \\ Y_3 &= X_0H_3 + X_1H_2 + X_2H_1 + X_3H_0 \end{aligned} \quad (20)$$

为了简化表达，上式中各并行数据的 z 变换均省略了 (z^4) 。图 5 给出了四路并行数据卷积模块的实现架构，四路并行数据与信道衰落同时进入卷积模块，在经过复数乘法器的加法器运算模块后，可同时获得四路并行的卷积输出，完成超宽带信号与信道衰落的叠加。

2.4 高精度长时延的动态模拟

对于超宽带信道模拟器而言，系统带宽越大意味着对时延模拟精度的要求也越高，在上述低速率工作时钟的并行处理架构下，如果只采用 RAM 进行简单的缓存输出，将无法完全满足高时延精度要求。本文设计的高精度时延模块主要由基于双端口 RAM 架构的粗时延模块和基于多相滤波器结构精时延模块两部分组成。假设输入时延模块的信号为 $x(k)$ ，需要模拟的路径时延为 $\tau_n(k)$ ，则经过时延模块后的信号可以写成：

$$x(k - \tau_n(k)) = x(k - \tau_n^{\text{floor}}(k) - \tau_n^{\text{bmod}}(k)) \quad (21)$$

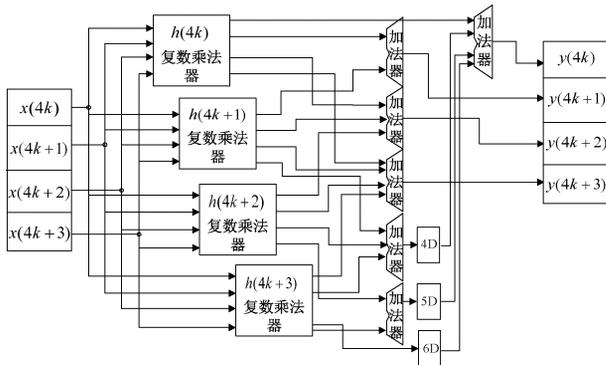


图 5 数据卷积模块并行实现框图

Fig. 5 Block diagram of data convolution module parallel implementation

$$\tau_n^{floor}(k) = \lfloor \tau_n / T_s \rfloor \cdot T_s \quad (22)$$

式中: $\tau_n^{floor}(k)$ 表示粗时延值, T_s 为系统时钟周期, $\lfloor \cdot \rfloor$ 为向下取整运算符。 $\tau_n^{mod}(k)$ 为精时延值。本文设计的多相滤波器结构对经过粗时延模块的信号进行滤波, 以完成精时延的模拟, 多相滤波器的传递函数可以表示为:

$$H(z) = \sum_{l=1}^{k=0} z^{-(l-1-k)} R_k(z^l) = b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_{L-1} z^{-L} \quad (23)$$

$$R_k(z^l) = \sum_{m=1}^{n=0} h(nK + l - 1 - k) z^{-ln} \quad (24)$$

式中: l 为内插倍数, K 表示多相滤波器的相数, L 和 M 分别表示主滤波器和子滤波器的阶数, $R_k(z^l)$ 为余弦滚降低通滤波器的传递函数, 滤波器系数 b_k 可表示为:

$$b_k = \prod_{\substack{p=0 \\ p \neq k}}^{L-1} \frac{D - p}{k - p} \quad (k = 0, 1, 2, \dots, L - 1) \quad (25)$$

高精度时延模块的硬件实现方案如图 6 所示, 输入信号首先进入双端口 RAM 进行缓存实现粗时延模拟。在精时延模块中, 将生成的定点化滤波器系数存入 ROM 表, 利用精时延控制字转化的地址索引 ROM 中的滤波器系数, 对粗时延后的信号进行滤波处理从而实现高精度时延的模拟。

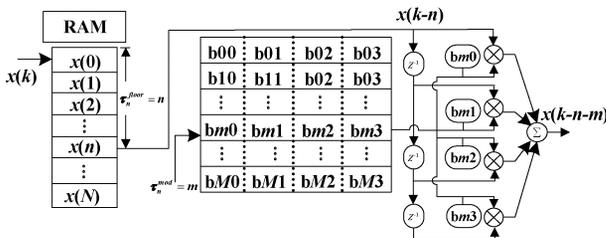


图 6 高精度时延模块实现框图

Fig. 6 High precision delay module block diagram

其中, 粗时延模块的时延精度仅由系统时钟的大小

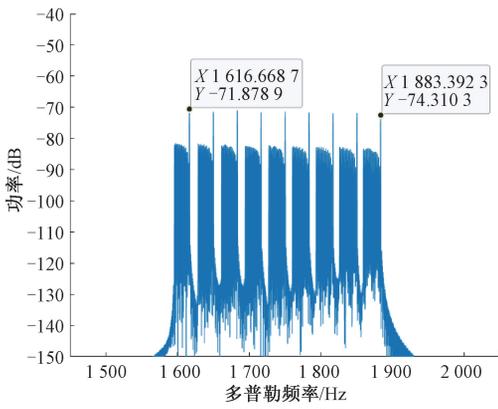
决定, 对于时钟为 f_s 的系统, 粗时延模块的分辨率则为 $1/f_s$ 。而精时延模块的时延分辨率主要取决于系统时钟和多相滤波器的相数, 利用多相滤波器架构可以在低系统时钟下实现高精度时延分辨率的模拟, 以本文所设计的 4 阶 100 相多相滤波器架构为例, 在相同系统时钟下可实现时延精度为 $1/100f_s$ 的模拟, 这比粗时延模块的时延精度提高了 100 倍, 完全可以满足超宽带信道模拟器对于高时延精度的设计要求。

3 硬件实测及结果分析

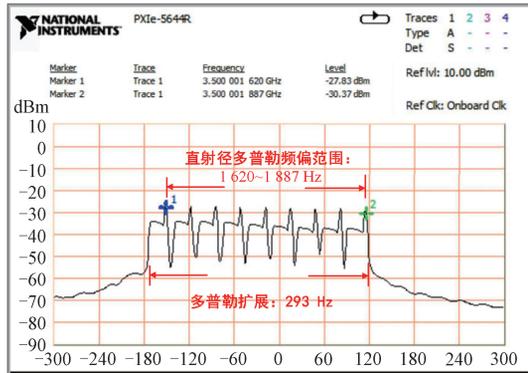
为了验证本文提出的超宽带信道硬件模拟方法的正确性, 将硬件模拟输出的信道衰落与 MATLAB 软件仿真结果进行对比, 其中由 NI 公司的矢量信号收发仪 PXIe-5644R 给出实测所得的硬件输出结果。假设超宽带信号中心频率为 3.5 GHz, 带宽为 600 MHz, 通信场景中散射体位置随机分布, 收发端相对速度为 150 m/s, 子信道数目为 9。

由于超宽带信道模型中的相位与路径增益均具有频率相关性, 因此需要模拟器能够模拟出每个子信道多径衰落不同的多普勒偏移量和功率。图 7(a) 中给出了超宽带信道软件仿真的衰落谱型, 将频谱仪中心频率设为 3.5 GHz, 扫频带宽设为 600 Hz, 硬件模拟的输出衰落谱型如图 7(b) 所示。其中硬件模拟输出衰落各子带直射径的多普勒频偏分别为 1 620、1 650、1 688、1 715、1 754、1 780、1 812、1 845 和 1 887 Hz, 与软件仿真结果的多普勒频偏范围 1 616.7、1 649.9、1 683.3、1 717.8、1 750、1 783.3、1 816.7、1 850 和 1 883.4 Hz 基本吻合, 且两者衰落谱型的多普勒扩展分别为 293 和 286.1 Hz。随着频率的增加, 各子带信道多径衰落功率呈递减趋势, 两者子带直射径最大功率差分别为 2.44 和 2.54 dB, 由此可见两者输出谱型基本一致, 可以验证本文提出的硬件模拟方法的正确性。

其次, 在上述模拟场景下, 将中心频率为 3.5 GHz、带宽为 600 MHz 的超宽带信号输入信道模拟器, 叠加信道后, 输出信号的频谱如图 8 所示。输入的超宽带信号被分为 9 个子带, 每个子带信号带宽约为 66 MHz, 在与各自频段内的子信道衰落卷积后, 将频谱仪的中心频点设为 3.5 GHz, 扫频宽度分别设为 500 MHz 与 1 GHz, 图 8(a) 给出了单个子带信号与对应子信道衰落叠加输出的信号频谱。图 8(b) 给出了叠加 9 个频率非平稳性信道衰落的完整超宽带信号输出结果, 且输出信号带宽约为 600 MHz, 达到了预期设计目标, 由此可见该信道模拟器能够较好支持超宽带信道频率非平稳性的模拟。由于系统自身带宽平坦度的限制, 模拟器输出信号边缘处的子带功率会有所下降, 该误差是在可预见范围内的。



(a) 软件仿真结果
(a) Software simulation



(b) 硬件输出结果
(b) Hardware output

图 7 超宽带信道衰落多普勒功率谱

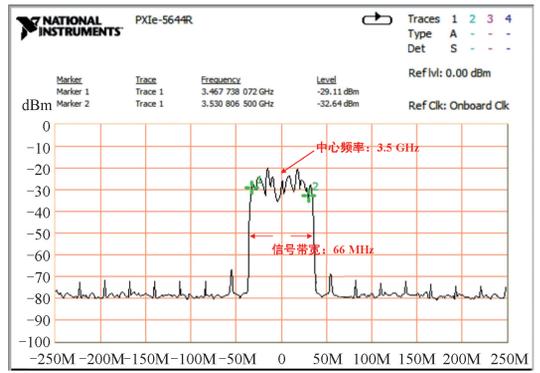
Fig. 7 UWB channel fading Doppler power spectrum

为了进一步验证本文提出的信道模型与真实环境中超宽带信道的吻合程度,本文使用了矢量网络分析仪 (vector network analyzer, VNA) Agilent N5230 A 对真实室内环境下 3.2~3.8 GHz 频段内的信道进行了测量,室内结构与收发端位置如图 9 所示,收发端采用频段范围为 2.4~5.82 GHz 的全向天线,通信距离为 1 m。

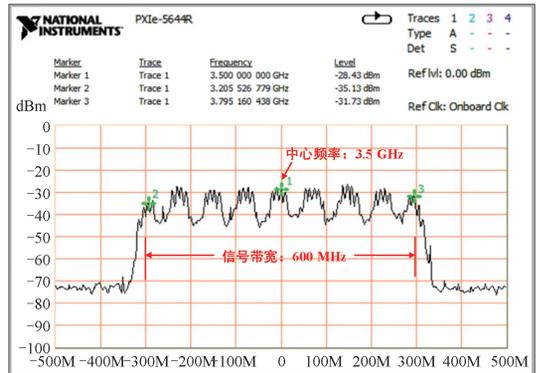
对测量得到的信道传输函数数据进行离线分析,并与硬件模拟输出的结果进行比较,如图 10 所示。由图可以看出,直射径的初始时延为 3.5 ns,与收发端距离为 1 m 的理论时延基本吻合。硬件模拟的散射径路径时延分别为 4.75、5.6、6.15、6.55 和 7.3 ns,以直射径路径增益 0 dB 作为参考功率,各条散射径的路径增益分别 -14.77、-16.67、-19.67、-23.07 和 -26.17 dB,与 VNA 实测数据基本吻合,因此本文提出的信道模型和硬件模拟方法能准确复现真实通信场景下的超宽带信道。

4 结论

针对超宽带信道参数的频率非平稳性,本文采用了一种基于平稳区间叠加的超宽带信道模型,并据此设计



(a) 单子带叠加输出结果
(a) Single subband convolution output



(b) 多子带叠加输出结果
(b) Multiple subband convolution output

图 8 超宽带信道模拟器输出信号频谱

Fig. 8 UWB channel simulator output signal spectrum

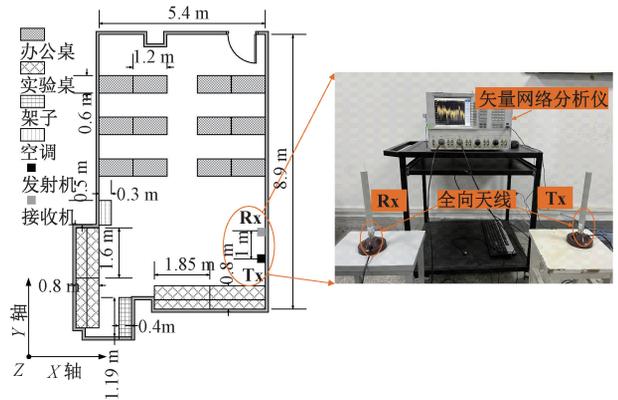


图 9 基于 VNA 的室内超宽带信道测量

Fig. 9 Indoor UWB Channel measurement based on VNA

了基于四路并行数据处理架构的超宽带信道硬件实时模拟系统,最高可实现带宽为 600 MHz 信道的实时模拟。采用了迭代算法和时分复用架构,减少硬件资源的同时也提高了系统的实时性。该模拟器可实时模拟输出叠加非平稳衰落后的 600 MHz 超宽带信号,输出的衰落谱型与理论仿真结果吻合,且输出的 CIR 与 VNA 的实测结果一致。因此,本文设计的超宽带信道模拟系统可用于准确复现频率非平稳的超宽带信道,可用于辅助超宽带通

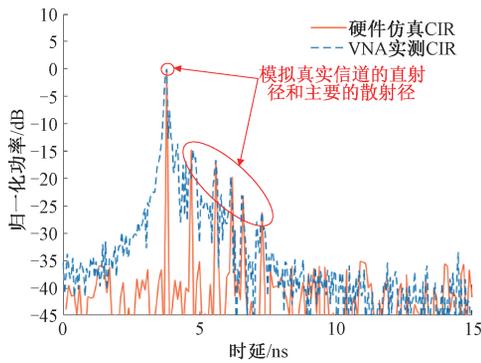


图 10 硬件输出和 VNA 实测信道冲激响应

Fig. 10 Hardware output and VNA measured CIR

信系统的方案设计、算法优化和性能评估,对推动下一代通信网络中超宽带通信的发展具有重要意义。

参考文献

- [1] MOLISCH A F. Ultra-wide-band propagation channels[J]. Proceedings of the IEEE, 2009, 97(2): 353-371.
- [2] WANG C X, BIAN J, SUN J, et al. A survey of 5G channel measurements and models [J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2018, 20 (4): 3142-3168.
- [3] HANEDA K, RICHTER A, MOLISCH A F. Modeling the frequency dependence of ultra-wideband spatio-temporal indoor radio channels[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2012, 60 (6): 2940-2950.
- [4] MEDBO J, BÖRNER K, HANEDA K, et al. Channel modelling for the fifth-generation mobile communications[J]. The 8th European Conference on Antennas and Propagation, 2014, 219-223.
- [5] DUAN S, SU R, XU C, et al. Ultra-wideband radio channel characteristics for near-ground swarm robots communication [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2020, 19(7): 4715-4726.
- [6] ASIF H M, CHADWICK S, ZENG Y, et al. Frequency and MIMO impact on ray tracing based UWB channel modelling [C]. 2010 IEEE International Conference on Ultra-Wideband, IEEE, 2010, 1: 1-4.
- [7] HUANG J, WANG C X, YANG Y, et al. Channel measurements and modeling for 400-600-MHz bands in urban and suburban scenarios [J]. IEEE Internet of Things Journal, 2020, 8(7): 5531-5543.
- [8] CUI Z, BRISO-RODRÍGUEZ C, GUAN K, et al. Ultra-wideband air-to-ground channel measurements and modeling in hilly environment[C]. ICC 2020-2020 IEEE International Conference on Communications (ICC),

IEEE, 2020: 1-6.

- [9] FAN W, MBUGUA A W, CAI X, et al. Development and experimental validation of an ultra-wideband channel sounder [C]. 2019 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), IEEE, 2019: 1-5.
- [10] TIAN L, ZHANG J, ZHANG Y, et al. Spatial characteristics of 3D MIMO wideband channel in indoor hotspot scenario at 3.5 GHz [C]. 2018 IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICC), IEEE, 2018: 752-756.
- [11] KRISTEM V, BAS C U, WANG R, et al. Outdoor wideband channel measurements and modeling in the 3-18 GHz band [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2018, 17(7): 4620-4633.
- [12] CHANDRA A, PROKEŠ A, MIKULÁŠEK T, et al. Frequency-domain in-vehicle UWB channel modeling [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(6): 3929-3940.
- [13] TAN Y, WANG C X, NIELSEN J Ø, et al. A novel B5G frequency nonstationary wireless channel model [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2021, 69(8): 4846-4860.
- [14] HUA J, YANG J, LU W, et al. Design of universal wireless channel generator accounting for the 3-D scatter distribution and hardware output [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2014, 64 (1): 2-13.
- [15] 黄文清, 李伟东, 郭放, 等. 基于轨迹的车对车无线信道建模及硬件模拟 [J]. 电子测量与仪器学报, 2019, 33(8): 55-62.
HUANG W Q, LI W D, GUO F, et al. Channel modeling and hardware emulation for the trajectories based vehicle-to-vehicle channels [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2019, 33(8): 55-62.
- [16] 毛开, 朱秋明, 陈小敏, 等. 高机动无人机通信信道模拟器研制 [J]. 电子测量与仪器学报, 2018, 32 (8): 164-170.
MAO K, ZHU Q M, CHEN X M, et al. A novel channel emulator for UAVs with high mobility [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2018, 32(8): 164-170.
- [17] GHIAASI G, ASHURY M, VLASTARAS D, et al. Real-time vehicular channel emulator for future conformance tests of wireless ITS modems [C]. 2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), IEEE, 2016: 1-5.
- [18] ZHU Q, LI H, FU Y, et al. A novel 3D non-stationary wireless MIMO channel simulator and hardware emulator [J].

IEEE Transactions on Communications, 2018, 66(9): 3865-3878.

- [19] CAO J, TILA F, NIX A. Design and implementation of a wideband channel emulation platform for 5G mmWave vehicular communication [J]. IET Communications, 2020, 14(14): 2369-2376.
- [20] MALIK W Q, EDWARDS D J, STEVENS C J. Frequency dependence of fading statistics for ultrawideband systems [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2007, 6(3): 800-804.

作者简介



冯瑞瑞, 2020 年于南京航空航天大学获得学士学位, 现为南京航空航天大学在读硕士研究生, 主要研究方向为无线衰落信道硬件模拟。

E-mail: nuaafr@nuaa.edu.cn

Feng Ruirui received B. Sc. degree from

Nanjing University of Aeronautics and Astronautics (NUAA) in 2020. Now he is a M. Sc. candidate in NUAA. His main research interest includes wireless channel emulator.



朱秋明(通信作者), 1998 年和 2002 年于南京航空航天大学获得学士和硕士学位, 2012 年获博士学位, 2016~2017 年间为英国赫瑞瓦特大学访问学者, 现为南京航空航天大学教授, 主要研究方向为无线信道勘测、建模及仿真模拟。

E-mail: zhuqiuming@nuaa.edu.cn

Zhu Qiuming (Corresponding author) received B. Sc. and M. Sc. degree from NUAA in 1998 and 2002, respectively, and received Ph. D. degree in 2012. He worked as a visiting scholar in Heriot-Watt University in U. K from 2016 to 2017. He is now an associate professor of NUAA. His main research interests include wireless channel sounding, modeling and emulation.