

融合卫星姿态的星地信道建模及硬件模拟

周强军¹ 吕崇玉¹ 陈小敏¹ 华博宇¹ 台鑫² 朱秋明^{*1}

(1. 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, 江苏南京 211100;
2. 中电科思仪科技股份有限公司, 山东青岛 266555)

摘要: 针对传统星地信道模型及其硬件模拟方法没有考虑卫星姿态对信道特性影响的问题, 本文基于几何地理随机模型(Geometry-based Stochastic Model, GBSM)框架, 提出了一种融合卫星姿态的星地信道模型。该模型通过构建四个独立的坐标系并引入姿态修正矩阵, 来描述卫星姿态变化对星地信道特性造成的影响。在此基础上, 本文基于现场可编程门阵列(Field Programmable Gate Array, FPGA), 设计并研制了一种星地信道硬件模拟器。硬件模拟器采用差分迭代的算法来生成信道衰落因子, 可以极大提高硬件模拟的实时性, 确保生成的衰落数据与实际场景相匹配。同时, 还采用了并行处理架构, 可以支持最大640 MHz带宽的星地信道模拟。为了将衰落数据与并行架构相匹配, 引入了并行内插算法, 可以将串行的衰落数据内插成同速率的多路并行衰落数据。此外, 为了能够精准控制硬件装置输出信号的功率, 设计了基于预训练的功率校正方法。通过内部校正源信号预先训练出整个模拟过程给信号带来的增益再进行功率补偿, 从而保证输出信号的功率可以被精准控制。最后, 在典型场景下开展仿真模拟, 导出硬件模拟器的输出结果并分析其统计特性, 结果表明实测输出的概率密度函数(Probability Density Function, PDF)和多普勒功率谱密度(Doppler Power Spectral Density, DPSD)与理论值吻合, 证明本文设计的硬件模拟器可以准确地复现实际场景下卫星姿态发生变化的星地信道。本文提出的融合卫星姿态的星地信道模型以及研制的硬件模拟器很好地解决了传统模型以及硬件模拟方法的局限性, 在卫星通信系统的优化、评估和验证环节具有极大的潜在价值。

关键词: 星地信道模型; 信道模拟; 姿态修正矩阵; 多普勒功率谱

中图分类号: TN92 **文献标识码:** A **DOI:** 10.16798/j.issn.1003-0530.2024.06.003

引用格式: 周强军, 吕崇玉, 陈小敏, 等. 融合卫星姿态的星地信道建模及硬件模拟[J]. 信号处理, 2024, 40(6): 1019-1029. DOI: 10.16798/j.issn.1003-0530.2024.06.003.

Reference format: ZHOU Qiangjun, LYU Chongyu, CHEN Xiaomin, et al. Modeling and hardware emulation of satellite-to-ground channel incorporating satellite posture[J]. Journal of Signal Processing, 2024, 40(6): 1019-1029. DOI: 10.16798/j.issn.1003-0530.2024.06.003.

Modeling and Hardware Emulation of Satellite-to-Ground Channel Incorporating Satellite Posture

ZHOU Qiangjun¹ LYU Chongyu¹ CHEN Xiaomin¹ HUA Boyu¹ TAI Xin² ZHU Qiuming^{*1}

(1. Key Laboratory of Dynamic Cognitive System of Electromagnetic Spectrum Space, Ministry of Industry and Information Technology, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing, Jiangsu 211100, China;
2. Ceyear Technologies Co., Ltd, Qingdao, Shandong 266555, China)

收稿日期: 2023-07-07; 修回日期: 2023-09-07

*通信作者: 朱秋明 zhuqiuming@nuaa.edu.cn *Corresponding Author: ZHU Qiuming, zhuqiuming@nuaa.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金面上项目(62271250); 江苏省自然科学基金(BK20211182); 江苏省重点研发计划(产业前瞻与关键核心技术)(BE2022067, BE2022067-3); 东南大学移动通信国家重点实验室开放研究基金资助课题(2022D04); 实验技术与开发项目(SYJS202304Z)
Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (62271250); Natural Science Foundation of Jiangsu Province (BK20211182); The Key Technologies R&D Program of Jiangsu (Prospective and Key Technologies for Industry) (BE2022067, BE2022067-3); The open research fund of National Mobile Communications Research Laboratory, Southeast University (2022D04); Experimental Technology Research and Development Project (SYJS202304Z)

Abstract: To address the issue of traditional satellite-to-ground channel models and their hardware emulation methods that do not consider the impact of satellite posture on channel characteristics, a novel satellite-to-ground channel model that incorporates satellite posture based on the framework of the geometry-based stochastic model (GBSM) is proposed in this paper. The model constructs four independent coordinate systems and introduces a posture correction matrix to accurately describe the influence of satellite posture changes on the satellite-to-ground channel characteristics. Based on this model, a satellite-to-ground channel hardware emulator using a field programmable gate array (FPGA) is designed and developed. The hardware emulator utilizes a differential iteration algorithm to generate channel fading data, significantly enhancing the real-time capability of hardware emulation and ensuring the generated fading data matches the actual scenarios. In addition, a parallel processing architecture is utilized to support satellite-to-ground channel emulation with a maximum bandwidth of 640 MHz. Moreover, a parallel interpolation algorithm is introduced to match the fading data with the parallel architecture. This algorithm interpolates the serial fading data into parallel fading data at the same rate, ensuring accurate emulation of the channel characteristics. Furthermore, to achieve precise control over the output signal power of the hardware device, a pre-trained power calibration method is designed. This method utilizes pre-training with internal calibration source signals to calculate the gain introduced by the entire emulation process, enabling accurate power compensation and precise control over the output signal power. Finally, simulation and analysis are conducted in typical scenarios to derive the output results of the hardware emulator and examine their statistical characteristics. The results demonstrate that the measured probability density function (PDF) and Doppler power spectral density (DPSD) of the output data align closely with theoretical values, confirming that the hardware simulator designed in this study accurately reproduces satellite-to-ground channel variations caused by changing satellite attitudes in real-world scenarios. In conclusion, this paper's satellite-to-ground channel model, which factors in satellite posture, and the associated hardware emulator overcome the constraints of traditional approaches and hold significant potential for optimizing, evaluating, and verifying satellite communication systems.

Key words: satellite-to-ground channel model; channel emulation; posture correction matrix; Doppler power spectrum

1 引言

随着空天地海一体化通信网络的发展,卫星作为空天通信的重要组成部分,在学术界和工业界得到广泛关注^[1]。卫星通信具有覆盖范围广、通信距离远的优点,可实现通信网络的全球覆盖^[2]。同时,卫星通信传输环节较少、受地理条件影响小,具有较高的通信质量^[3-4]。为了研究、设计和优化卫星通信系统,精确的信道建模是不可或缺的。作为空中通信节点,卫星与无人机类似,均有三维轨迹、自旋姿态、高机动性等特点,研究人员针对空地和星地信道开展了大量研究,并对研究进展进行了总结与分析^[5-8]。与无人机信道相比,针对卫星信道的建模研究较少,一些关键特性也尚未融入信道模型。此外,由于卫星通信设备的实际测试成本高昂,且测试环境受限,缺乏可重复性,因此亟须设计一种能够在室内真实有效地完成星地信道模拟的硬件装置。

非几何随机性模型(Non-Geometrical Stochastic Model, NGSM)被广泛应用于星地信道建模^[9-10]。然而,这些标准化的模型只分析卫星通信的总体特征,缺少对收发端真实运动轨迹的考虑^[11]。GBSM通过考虑收发端的具体位置及其与

散射体间的几何关系,可以反映真实场景下不同信号路径的传播特性。文献[12]提出了基于几何的陆地移动卫星信道模型,考虑了收发端以及散射簇的位置矢量和速度矢量,但缺少对卫星特有的传播特性的考虑;文献[13]提出了基于非平稳GBSM信道模型的6G低轨卫星通信系统,考虑了低轨卫星通信中所特有的法拉第效应,通过引入法拉第旋转矩阵来描述电磁波信号经过电离层所引起的极化面旋转,但是却忽略了卫星运动时自身姿态对信道特性产生的影响。

另一方面,星地信道的硬件模拟关键在于快速时变信道衰落因子的实时模拟。传统方法基于查找表(Look-up Table, LUT),实现较为简单,但存在硬件资源消耗大的问题^[14]。文献[15]提出了采用迭代算法生成复高斯序列的方法,节省了硬件资源,但系统带宽较低,仅有100 MHz;文献[16]给出了一种硬件架构,实现了1.28 GHz的宽带信道模拟,但没有充分考虑信道参数的频率非平稳性;文献[17]提出了基于GBSM模型的无人机信道硬件参数实时计算方法,通过将非平稳信道视为几个平稳信道区间叠加,计算出了频率非平稳的信道参数,但多普勒相位呈现出阶梯式;文献[18]将多普

勒频率在频域进行划分使得多普勒相位可以连续变化,解决了相位跳变的问题;文献[19]提出了调频谐波叠加(Sum of Frequency Modulation, SoFM)方法,进一步平滑了输出的相位,但是没有考虑硬件定点化运算产生的误差以及如何对系统输出功率进行精确控制。

本文针对卫星姿态对信道特性的影响提出了一种融合卫星姿态的星地信道模型,设计了高速率的并行衰落生成和卷积架构,并对系统输出进行了功率校正,研制了面向星地通信环境的硬件模拟器。最后,对所研制的硬件模拟器进行实测,并将输出结果与理论结果进行了对比验证。

2 融合卫星姿态的星地信道模型

卫星在运动过程中由于扰动导致的姿态变化会影响星地信道的特性。本文基于GBSM建模思想,综合考虑卫星信号的大尺度衰落、多径传播特性以及卫星姿态变化,提出了一种融合卫星姿态的星地信道模型,如图1所示。 $(O^E-X^E Y^E Z^E)$ 为地心地固坐标系,以地球中心为原点, Z^E 轴指向北极点, X^E 轴指向本初子午线, Y^E 轴与 X^E 、 Z^E 轴构成右手坐标系; $(O^S-X^S Y^S Z^S)$ 为质心轨道坐标系,以卫星质心为原点, Z^S 轴指向地心, X^S 轴指向卫星运动方向, Y^S

轴与 X^S 、 Z^S 轴构成右手坐标系; $(O^{\tilde{S}}-X^{\tilde{S}} Y^{\tilde{S}} Z^{\tilde{S}})$ 为质心轨道坐标系因卫星姿态变化旋转得到的坐标系; $(O^U-X^U Y^U Z^U)$ 为东北天坐标系,以接收端中心为坐标原点, X^U 轴指向东方, Y^U 轴指向北方, Z^U 轴指向天顶。由于收发端距离极远,可近似认为接收端天线安装于接收端中心,发射端天线安装于卫星质心。此外,图中的 α_{LoS}^T 和 β_{LoS}^T 、 α_{LoS}^R 和 β_{LoS}^R 分别表示视距(Line-of-Sight, LoS)路径离开角的方位角(Azimuth Angle of Departure, AAoD)和俯仰角(Elevation Angle of Departure, EAoD)、到达角的方位角(Azimuth Angle of Arrival, AAoA)和俯仰角(Elevation Angle of Arrival, EAoA); $\alpha_{n,l}^T$ 和 $\alpha_{n,l}^R$ 、 $\beta_{n,l}^T$ 和 $\beta_{n,l}^R$ 分别表示第 n 条非视距(Non-Line-of-Sight, NLoS)路径中第 l 条射线的AAoD和EAoD、AAoA和EAoA。为便于描述卫星姿态,图1中定义了卫星的三种姿态角:旋转角、偏向角和俯仰角,分别用 ω 、 γ 和 φ 表示。

融合卫星姿态的星地信道模型的信道冲激响应可以表示为:

$$h(t, \tau) = L_o \cdot \left[\sqrt{\frac{K(t)}{K(t)+1}} r^{LoS}(t) \delta(\tau - \tau^{LoS}(t)) + \sqrt{\frac{1}{K(t)+1}} \sum_{n=1}^N r_n^{NLoS}(t) \delta(\tau - \tau_n^{NLoS}(t)) \right] \quad (1)$$

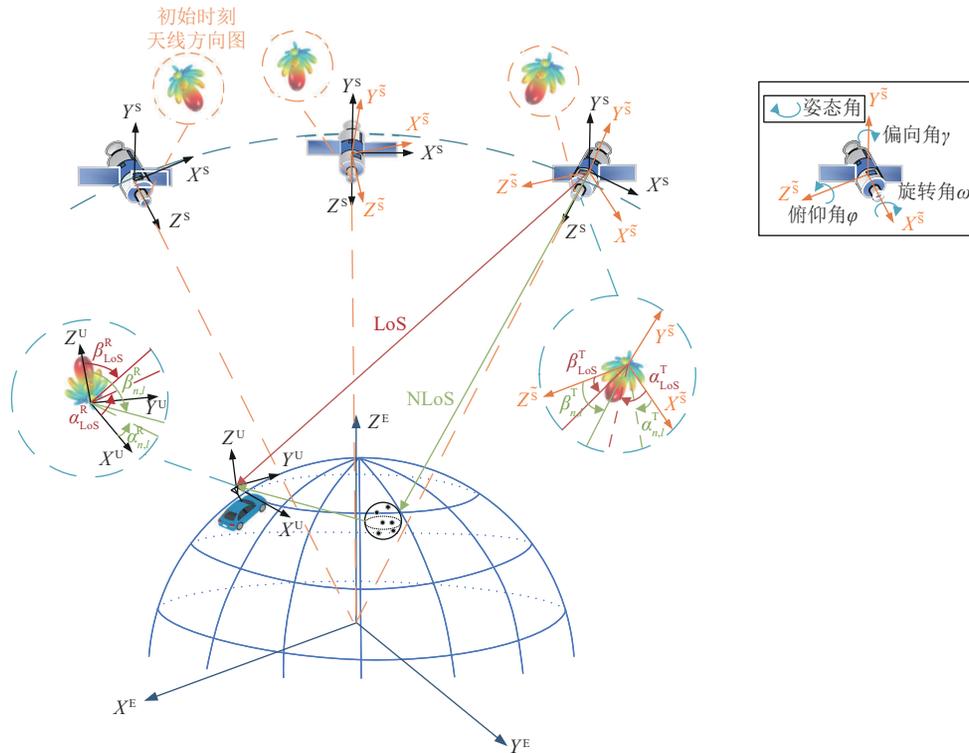


图1 融合卫星姿态的星地信道模型

Fig. 1 Satellite-to-ground channel model with satellite posture

式中, L_o 表示有效路径损耗, $K(t)$ 表示莱斯因子, N 表示 NLoS 径的数目, $r^{\text{LoS}}(t)$ 和 $\tau^{\text{LoS}}(t)$ 分别表示信道衰落因子的 LoS 径分量和 LoS 径的路径时延; $r_n^{\text{NLoS}}(t)$ 和 $\tau_n^{\text{NLoS}}(t)$ 分别表示信道衰落因子的第 n 条 NLoS 径分量和第 n 条 NLoS 径的路径时延。

有效路径损耗 L_o 包含路径损耗以及阴影衰落两部分, 可以进一步表示为:

$$L_o = \sqrt{10^{0.1(PL+SF)}} \quad (2)$$

式中, 阴影衰落 SF 可以建模为 $SF \sim N(0, \sigma_{\text{Log}}^2)$, 标准差由载频、终端环境和仰角决定。路径损耗 PL 可以表示为:

$$PL = PL_{\text{FS}} + PL_{\text{IS}} + PL_{\text{AI}} + PL_{\text{RA}} \quad (3)$$

式中, PL_{FS} 、 PL_{IS} 、 PL_{AI} 、 PL_{RA} 分别表示自由空间、电离层闪烁、大气和降雨所带来的路径损耗, 均可依据 ITU 标准^[20]得到。

信道衰落因子的第 n 条 NLoS 径分量 $r_n^{\text{NLoS}}(t)$ 可以进一步表示为:

$$r_n^{\text{NLoS}}(t) = \lim_{L \rightarrow \infty} \sqrt{\frac{1}{L}} \sum_{l=1}^L \mathbf{F}^{\text{Tx}}(\alpha_{n,l}^{\text{T}}(t), \beta_{n,l}^{\text{T}}(t))^{\text{T}} \mathbf{C}_{n,l} \mathbf{F}^{\text{Rx}}(\alpha_{n,l}^{\text{R}}(t), \beta_{n,l}^{\text{R}}(t)) \exp\left(j(\psi_{L,n,l}^{\text{NLoS}} + \psi_{D,n,l}^{\text{NLoS}}(t))\right) \quad (4)$$

式中, L 表示每条 NLoS 径的射线数目, $\mathbf{F}^{\text{Tx}}(\cdot, \cdot)$ 和 $\mathbf{F}^{\text{Rx}}(\cdot, \cdot)$ 分别表示发射端和接收端的天线方向函数, $\psi_{L,n,l}^{\text{NLoS}}$ 表示初始相位, 服从 $(0, 2\pi]$ 的均匀分布, $\psi_{D,n,l}^{\text{NLoS}}(t)$ 表示由多普勒频移产生的多普勒相位, $\mathbf{C}_{n,l}$ 表示 NLoS 径的随机极化矩阵, 具体表示为:

$$\mathbf{C}_{n,l} = \begin{bmatrix} e^{j\Phi_{n,l}^{\text{VV}}} & \sqrt{\kappa_{n,l}^{-1}} e^{j\Phi_{n,l}^{\text{VH}}} \\ \sqrt{\kappa_{n,l}^{-1}} e^{j\Phi_{n,l}^{\text{HV}}} & e^{j\Phi_{n,l}^{\text{HH}}} \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中, $\kappa_{n,l}$ 表示交叉极化功率比, $\Phi_{n,l}^{\text{VV}}$ 、 $\Phi_{n,l}^{\text{VH}}$ 、 $\Phi_{n,l}^{\text{HV}}$ 、 $\Phi_{n,l}^{\text{HH}}$ 分别表示四种不同极化组合的随机初始相位。LoS 径可视为 NLoS 径的一种特殊情况, $r^{\text{LoS}}(t)$ 可进一步表示为:

$$r^{\text{LoS}}(t) = \mathbf{F}^{\text{Tx}}(\alpha_{\text{LoS}}^{\text{T}}(t), \beta_{\text{LoS}}^{\text{T}}(t))^{\text{T}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \mathbf{F}^{\text{Rx}}(\alpha_{\text{LoS}}^{\text{R}}(t), \beta_{\text{LoS}}^{\text{R}}(t)) \exp\left(j(\psi_{\text{I}}^{\text{LoS}} + \psi_{\text{D}}^{\text{LoS}}(t))\right) \quad (6)$$

3 基于 FPGA 的星地信道硬件模拟

3.1 系统方案与参数计算

本文设计的星地信道硬件模拟器主要由参数计算单元、信号处理单元和信号调理单元三部分组

成, 通过工控机箱的 PCIe 总线实现指令的下发, 如图 2 所示。参数计算单元完成信道参数的计算, 并将得到的信道参数通过 PCIe 总线传输给信号处理单元。信号处理单元根据信道参数完成衰落数据的生成, 主要包括并行衰落生成模块、时延模拟模块和信道施加与功率校正模块。信号调理单元负责接收与发射信号, 主要由模数/数模转换模块、并串/串并转换模块和 IQ 调制模块等组成。

星地信道硬件模拟器的实现需要离散化的信道模型, 将式(1)改写为:

$$h(\zeta, m) = L_o \cdot \left[\sqrt{\frac{K(\zeta)}{K(\zeta)+1}} r^{\text{LoS}}(\zeta) \delta(m - \tau^{\text{LoS}}(\zeta)) + \sqrt{\frac{1}{K(\zeta)+1}} \sum_{n=1}^N r_n^{\text{NLoS}}(\zeta) \delta(m - \tau_n^{\text{NLoS}}(\zeta)) \right] \quad (7)$$

式中, ζ 和 m 分别表示时域和时延域离散化的索引值。

卫星、地面接收端以及地面散射体在地心地固坐标系中的位置为 $\mathbf{L}^{\text{E,T}}(\zeta)$ 、 $\mathbf{L}^{\text{E,R}}(\zeta)$ 和 $\mathbf{L}^{\text{E,S}_i}(\zeta)$ 。则 LoS 径和 NLoS 径的时延可分别表示为:

$$\tau^{\text{LoS}}(\zeta) = \frac{\|\mathbf{L}^{\text{E,T}}(\zeta) - \mathbf{L}^{\text{E,R}}(\zeta)\|}{c} \quad (8)$$

$$\tau_n^{\text{NLoS}}(\zeta) = \frac{\|\mathbf{L}^{\text{E,T}}(\zeta) - \mathbf{L}^{\text{E,S}_i}(\zeta)\| + \|\mathbf{L}^{\text{E,S}_i}(\zeta) - \mathbf{L}^{\text{E,R}}(\zeta)\|}{c} \quad (9)$$

式中, c 表示光速。

式(6)中的 LoS 径的 AAoD、AAoA 和 EAoD、EAoA 可分别表示为:

$$\alpha_{\text{LoS}}^{\text{TR}}(\zeta) = \arcsin\left(\frac{e_y \cdot \mathbf{L}^{\text{S,R,U,T}}(\zeta)}{\sqrt{[e_x \cdot \mathbf{L}^{\text{S,R,U,T}}(\zeta)]^2 + [e_y \cdot \mathbf{L}^{\text{S,R,U,T}}(\zeta)]^2}}\right) \quad (10)$$

$$\beta_{\text{LoS}}^{\text{TR}}(\zeta) = \arctan\left(\frac{e_z \cdot \mathbf{L}^{\text{S,R,U,T}}(\zeta)}{\sqrt{[e_x \cdot \mathbf{L}^{\text{S,R,U,T}}(\zeta)]^2 + [e_y \cdot \mathbf{L}^{\text{S,R,U,T}}(\zeta)]^2}}\right) \quad (11)$$

式中, $e_{x,y,z}$ 分别表示对应坐标轴的单位向量, $\mathbf{L}^{\text{S,R}}(\zeta)$ 表示接收端在质心轨道坐标系中的位置, $\mathbf{L}^{\text{U,T}}(\zeta)$ 表示卫星在东北天坐标系中的位置, 可由 $\mathbf{L}^{\text{E,R}}(\zeta)$ 和 $\mathbf{L}^{\text{E,T}}(\zeta)$ 通过坐标系转换得到。

同理, 式(4)中第 n 条 NLoS 径中第 l 条射线的 AAoD、AAoA 和 EAoD、EAoA 可分别表示为:

$$\alpha_{n,l}^{\text{TR}}(\zeta) = \arcsin\left(\frac{e_y \cdot \mathbf{L}^{\text{S,U,S}_{n,l}}(\zeta)}{\sqrt{[e_x \cdot \mathbf{L}^{\text{S,U,S}_{n,l}}(\zeta)]^2 + [e_y \cdot \mathbf{L}^{\text{S,U,S}_{n,l}}(\zeta)]^2}}\right) \quad (12)$$

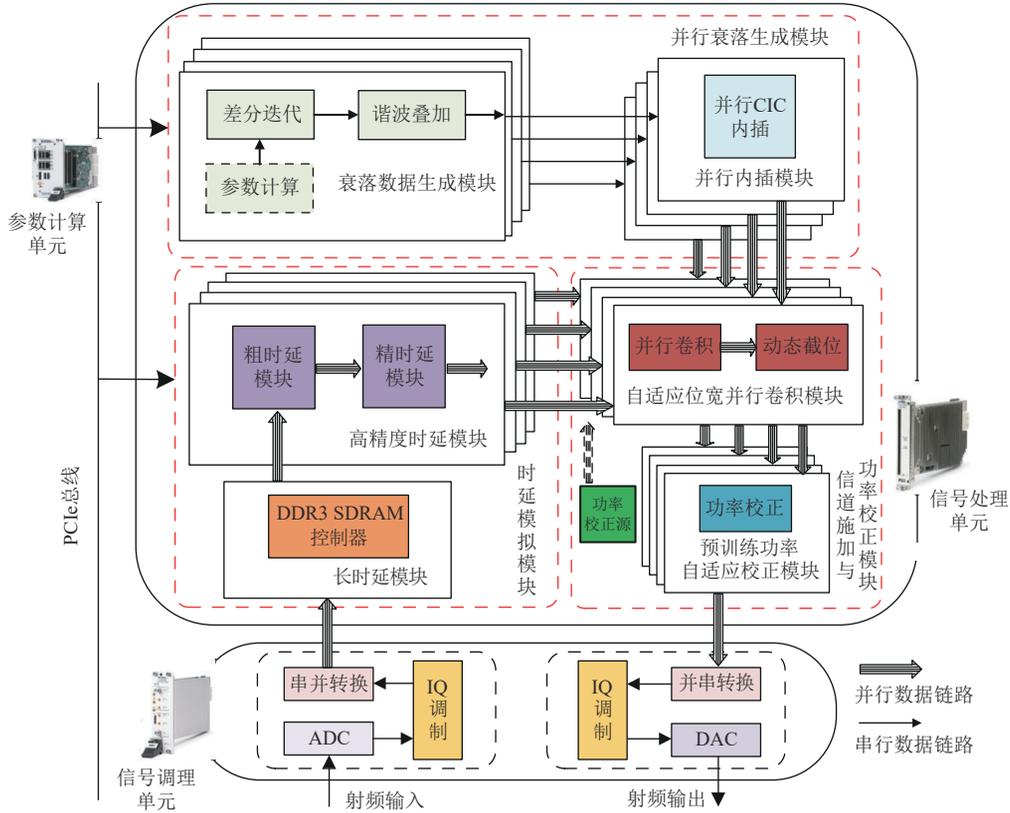


图 2 星地信道硬件模拟系统框图

Fig. 2 Block diagram of a satellite-to-ground channel hardware emulation system

$$\beta_{n,l}^{T/R}(\zeta) = \arctan\left(\frac{e_z \cdot L^{S/U,S_{n,l}}(\zeta)}{\sqrt{[e_x \cdot L^{S/U,S_{n,l}}(\zeta)]^2 + [e_y \cdot L^{S/U,S_{n,l}}(\zeta)]^2}}\right) \quad (13)$$

式中, $L^{S,S_{n,l}}(\zeta)$ 和 $L^{U,S_{n,l}}(\zeta)$ 分别表示第 n 个散射体内第

l 个散射点在质心轨道坐标系和东北天坐标系中的位置矢量。

结合图 1 中卫星的三种姿态角, 给出卫星姿态修正矩阵:

$$\mathbf{R}_g^b(\zeta) = \begin{bmatrix} \cos \varphi \cos \gamma & \cos \varphi \sin \gamma \sin \omega - \sin \varphi \cos \omega & \cos \varphi \sin \gamma \cos \omega + \sin \varphi \sin \omega \\ \sin \varphi \cos \gamma & \sin \varphi \sin \gamma \sin \omega + \cos \varphi \cos \omega & \sin \varphi \sin \gamma \cos \omega - \cos \varphi \sin \omega \\ -\sin \gamma & \cos \gamma \sin \omega & \cos \gamma \cos \omega \end{bmatrix} \quad (14)$$

当卫星姿态发生变化时, 利用公式(14)对公式(10)~(11)中 $L^{S,R}(\zeta)$ 进行修正, 修正后的坐标为:

$$\mathbf{L}^{\tilde{S},R}(\zeta) = \begin{bmatrix} x^{\tilde{S},R}(\zeta) \\ y^{\tilde{S},R}(\zeta) \\ z^{\tilde{S},R}(\zeta) \end{bmatrix} = \mathbf{R}_g^b(\zeta) \cdot \mathbf{L}^{S,R}(\zeta) \quad (15)$$

LoS 径和 NLoS 径的多普勒相位可分别表示为:

$$\psi_D^{\text{LoS}}(\zeta) = \frac{2\pi f_c}{c} \sum_{i=0}^{\zeta} \left(\mathbf{v}^{\tilde{S},T}(i) \cdot \frac{\mathbf{L}^{\tilde{S},R}(i)}{\|\mathbf{L}^{\tilde{S},R}(i)\|} + \mathbf{v}^{U,R}(i) \cdot \frac{\mathbf{L}^{U,T}(i)}{\|\mathbf{L}^{U,T}(i)\|} \right) \quad (16)$$

$$\psi_{D,n,l}^{\text{NLoS}}(\zeta) =$$

$$\frac{2\pi f_c}{c} \sum_{i=0}^{\zeta} \left(\mathbf{v}^{\tilde{S},T}(i) \cdot \frac{\mathbf{L}^{\tilde{S},S_{n,l}}(i)}{\|\mathbf{L}^{\tilde{S},S_{n,l}}(i)\|} + \mathbf{v}^{U,R}(i) \cdot \frac{\mathbf{L}^{U,S_{n,l}}(i)}{\|\mathbf{L}^{U,S_{n,l}}(i)\|} \right) \quad (17)$$

式中, $\mathbf{v}^{\tilde{S},T}(i)$, $\mathbf{L}^{\tilde{S},R}(i)$ 和 $\mathbf{L}^{\tilde{S},S_{n,l}}(i)$ 分别表示在修正后的质心轨道坐标系中卫星的速度矢量、地面接收端的位置和第 n 个散射体内第 l 个散射点的位置。

3.2 衰落生成与并行内插

星地信道模型中幅值归一化的单个复谐波可离散化表示为:

$$\tilde{\xi}_{n,l}(k) = \exp\left(j\left(\sum_{i=0}^k \psi_{D,n,l}(i) + \psi_{L,n,l}\right)\right) = \xi_{n,l}(k) + j \cdot \hat{\xi}_{n,l}(k) \quad (18)$$

其中,实部可以表示为:

$$\xi_{n,l}(k) = \cos\left(\sum_{i=0}^{k-1} \psi_{D,n,l}(i) + \psi_{D,n,l}(k) + \psi_{L,n,l}\right) = \xi_{n,l}(k-1)\eta(k) - \hat{\xi}_{n,l}(k-1)\hat{\eta}(k) \quad (19)$$

式中, $\eta(k)$ 和 $\hat{\eta}(k)$ 分别表示多普勒相位的余弦值和正弦值。同理,虚部可以表示为:

$$\hat{\xi}_{n,l}(k) = \hat{\xi}_{n,l}(k-1)\eta(k) + \xi_{n,l}(k-1)\hat{\eta}(k) \quad (20)$$

则复谐波的迭代表达式可以表示为:

$$\tilde{\xi}_{n,l}(k) = \tilde{\xi}_{n,l}(k-1) \cdot (\eta_{n,l}(k) + j \cdot \hat{\eta}_{n,l}(k)) \quad (21)$$

通过复谐波初始值和多普勒相位可以实时计算出每个时刻的复指数值。将该算法与传统的坐标旋转数字计算方法(Coordinate Rotation Digital Computer, CORDIC)进行实时性对比,比较结果如图3所示。

算法的实时性由其产生数据所需的时间来判定。从图3可以看出差分迭代算法产生数据只需要一个时钟周期,而CORDIC算法需要16个时钟周期,说明本文差分迭代算法的实时性更好。表1给出了差分迭代算法与CORDIC算法的硬件资源消耗情况。

从表中可以看出,CORDIC算法会消耗更多的查找表以及寄存器资源,但基本不会消耗存储器 and 处理器资源,差分迭代算法虽会消耗更多的存储器和处理器资源,但在总资源消耗上要优于CORDIC算法。

为了将衰落数据与并行架构相匹配,本文采用了一种并行内插算法,如图4所示。

并行内插模块内插 q 倍的三阶表达式可以表示为:

$$\begin{bmatrix} h'(q\zeta) \\ h'(q\zeta+1) \\ h'(q\zeta+2) \\ \dots \\ h'(q\zeta+q-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & a_{q-2,2} & a_{q-2,1} \\ 2a_{1,1}-a_{0,1}+1 & 2a_{3,2}-a_{4,2}-2 & a_{q-3,1} \\ 2a_{2,1}-a_{1,1}+1 & 2a_{4,2}-a_{5,2}-2 & a_{q-4,1} \\ \dots & \dots & \dots \\ 2a_{q-1,1}-a_{q-2,1}+1 & a_{q-1,2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h(\zeta) \\ h(\zeta-1) \\ h(\zeta-2) \end{bmatrix} \quad (22)$$

式中, $h(\zeta)$ 和 $h'(q\zeta)$ 分别表示原始衰落数据和内插 q 倍后的衰落数据, $\{a_{i,j}\}$ 表示滤波器的矩阵系数。

3.3 信道施加与功率校正

本文设计了一种并行卷积架构将衰落数据叠加到信号上,并采用自适应位宽的截位方法来解决乘加运算带来的数据位宽扩增问题。此外,还采用了基于预训练的功率校正方法来补偿数字域对信号带来的增益。硬件实现框图如图5所示。

图中, x_i, x'_i, h_i 和 y_i ($i=0\sim 3$) 分别表示内部校正源信号、输入信号、信道衰落信号和并行卷积输出信号。并行卷积的输出值位宽为 W_1 , 自动截位模块通过遍历一组数据找到最大值来确定冗余符号位的个数 W_3 , 从而进行截位。以得到的最大值为寻址控制字, 得到预存在 Rom 表中位宽为 W_4 的增益系数

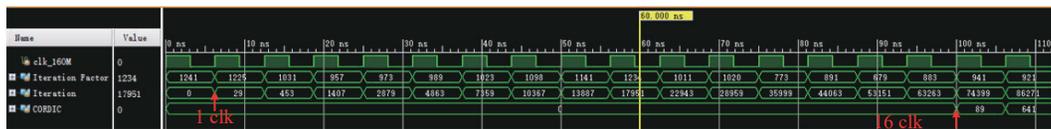


图3 硬件算法实时性对比

Fig. 3 Comparison of real-time performance of hardware algorithms

表1 衰落模拟算法硬件资源对比

Tab. 1 Comparison of hardware resources for fading emulation algorithms

	差分迭代	CORDIC
查找表 (254200)	6852 (2.70%)	18521 (7.29%)
寄存器 (508400)	5834 (1.15%)	13253 (2.61%)
块存储器 (795)	16 (1.01%)	1 (0.13%)
数字信号处理器 (1540)	57 (3.70%)	4 (0.26%)
总资源消耗	1.67%	4.15%

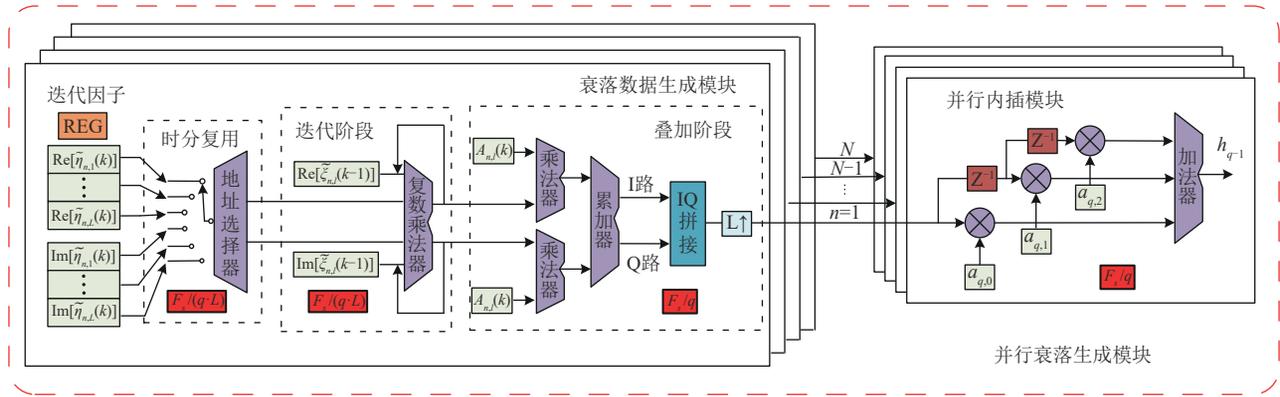


图 4 并行衰落生成模块实现框图

Fig. 4 Block diagram of the parallel fading generation module implementation

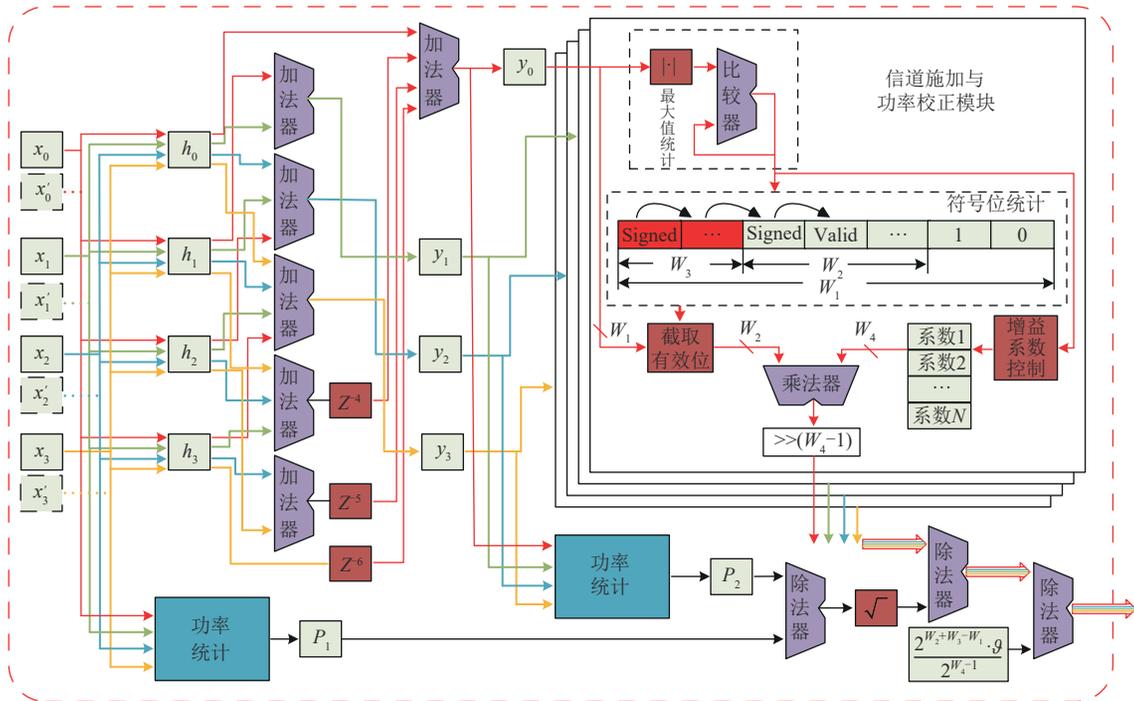


图 5 信道施加与功率校正模块实现框图

Fig. 5 Block diagram of channel application and power correction module implementation

ρ , 并与截位后的位宽为 W_2 的数据相乘, 再将乘得的数据右移 $(W_4 - 1)$ 位。上述的截位方法对于不同信号而言, 带来的增益也会有所不同, 从而不利于控制输出信号的功率。因此, 本硬件模拟器采用了内部功率校正源预训练的方式来提前确定增益。在硬件模拟器正式运作前, 由内部校正源作为输入信号, 得到最佳的截位位数 W_3 以及增益系数 ρ , 在后续正式模拟时, 这两个值将不再发生改变。则自动截位模块带来的增益可以表示为:

$$\text{Gain} = \frac{2^{W_2 + W_3 - W_1} \cdot \rho}{2^{W_4 - 1}} \quad (23)$$

其中, 增益系数 ρ 可以进一步表示为:

$$\rho = \frac{(0.9 \cdot (2^{W_2 - 1} - 1))^2 \left(\left\lceil \sqrt{2L} \right\rceil \cdot 2^{W_1} - 2^{W_2} \right)}{L \cdot 2^{W_4 - 1}} \quad (24)$$

结合统计出来的功率值 P_1 和 P_2 , 可以得到硬件模拟器在数字域对信号带来的增益:

$$\text{Gain}_{\text{all}} = \sqrt{\frac{P_2}{P_1}} \cdot \frac{2^{W_2 + W_3 - W_1} \cdot \rho}{2^{W_4 - 1}} \quad (25)$$

由此,对输出信号进行功率校正,即可补偿数字域带来的增益,从而在模拟域精准控制输出信号的功率。

4 硬件实测及结果分析

图6为本文中星地信道模拟设备的实物图,包含参数计算单元、信号调理单元、信号处理单元以及信号源和频谱仪。

为了验证本文提出的融合卫星姿态的星地信道硬件模拟方法的正确性,将硬件产生的衰落数据导出,并分析其统计特性。设定硬件系统时钟为160 MHz,并行支路为四条。图7为从硬件中抓取的原始衰落数据和对其进行4倍并行内插之后的数据的波形,以及统计四条并行支路数据得到的PDF与理论值的比较结果。从图中可以看出,四条并行支路的波形与原始波形保持一致,且在同一采样时



图6 星地信道模拟设备实物图

Fig. 6 Photograph of satellite-to-ground channel emulation equipment

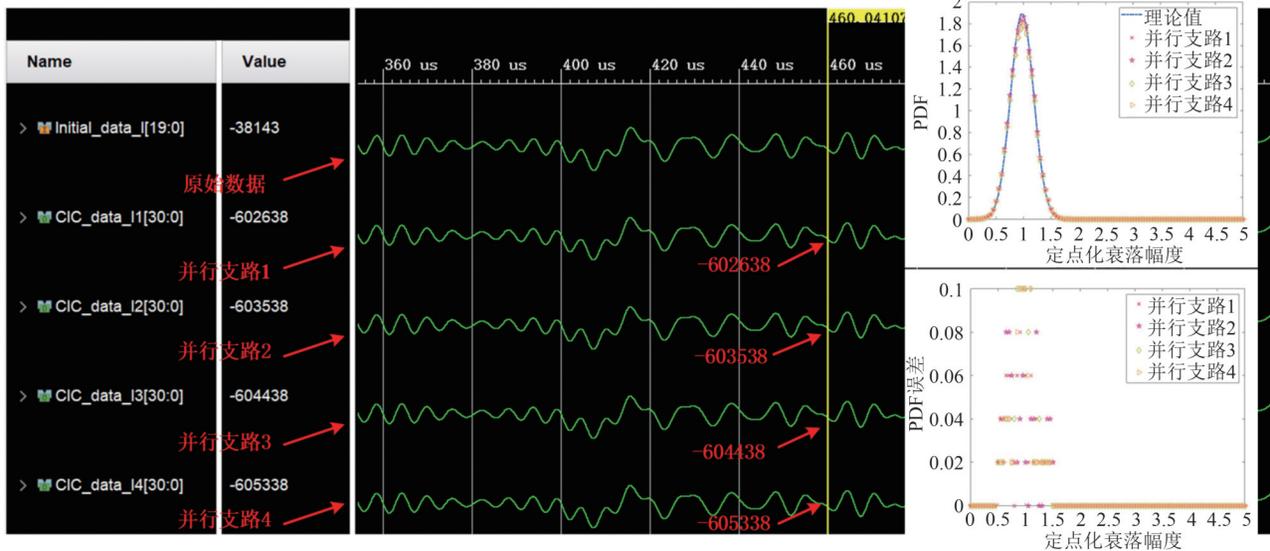


图7 硬件衰落数据及统计的PDF

Fig. 7 PDF of hardware fading data and statistics

刻, 四条支路的数值大小是连续递增的, 说明四条支路可以并串转换成一一路平滑的信号, 且与原始数据直接进行 4 倍内插的结果相等价。此外, 由 PDF 误差可以看出, 误差值集中在 0 处, 且最大误差值仅为 0.1, 说明四条支路的 PDF 与理论值基本吻合, 验证了本文提出的融合卫星姿态的星地信道硬件模拟方法的正确性以及并行内插算法的有效性。

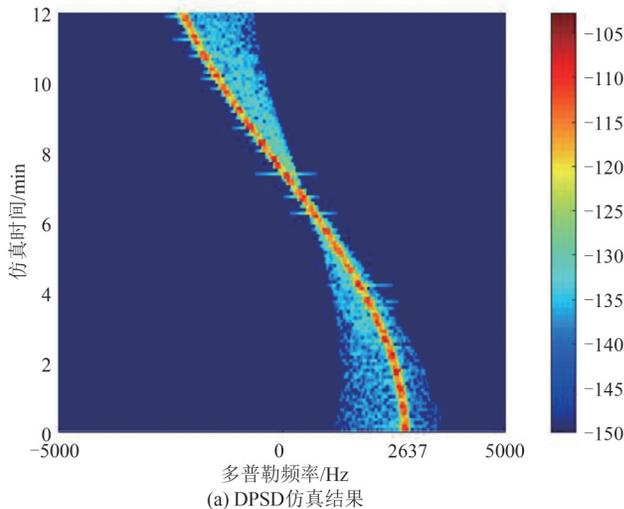
为了验证卫星姿态对星地信道特性的影响, 本文设定一个卫星通信场景: 卫星绕固定轨道做匀速圆周运动, 初始位置矢量 $\mathbf{L}_{\text{initial}}^{\text{E,R}} = (-1.8 \times 10^7, -2 \times 10^7, -4.2 \times 10^6)$, 初始速度矢量 $\mathbf{v}_{\text{initial}}^{\text{E,T}} = (131, -524, 3132)$, 地面接收端初始位置矢量 $\mathbf{L}_{\text{initial}}^{\text{E,R}} = (-4.3 \times 10^6, -4.6 \times 10^6, -7.3 \times 10^5)$ 。为模拟卫星随机抖动带来的姿态变化, 设定俯仰角, 偏向角和旋转角的角度为 $[0, 180)$ 间的随机值。截取卫星从接收端上方经过这一段轨迹进行仿真, 该段时间内认为地面接收端位置不发生改变。载波频率、仿真时长等仿真参数见表 2。

表 2 仿真参数

Tab. 2 Simulation parameters

参数	取值
载波频率 f_c / GHz	3.6
仿真时长 T / min	12
信道更新时间 T_{μ} / ms	100

多普勒功率谱可以用来表征移动通信下的信道多普勒特性, 根据上述通信场景进行信道仿真,



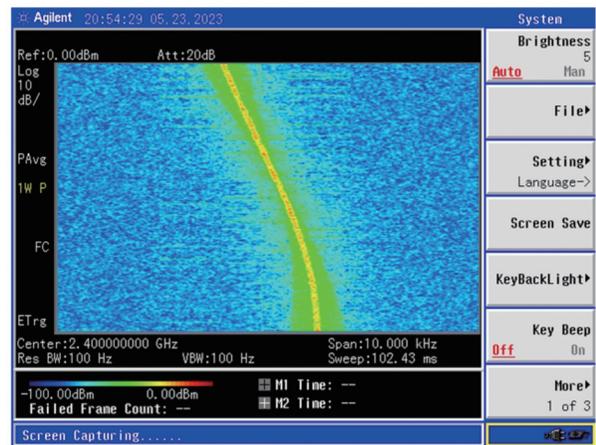
(a) DPSD 仿真结果

输出的 DPSD 结果如图 8(a) 所示。从图中可以看出, 多普勒频率随着卫星逐渐接近地面接收端, 多普勒频率逐渐减小; 在 6 min 时, 卫星刚好到达接收端正上方, 此时在信号传播方向上无速度分量, 多普勒频率为 0; 之后, 卫星逐渐远离接收端, 多普勒频率变为负值且数值逐渐变大, 多普勒扩展值也像多普勒频率一样, 呈现出先减小到 0 再增大的趋势。由定义可知, 初始时刻的多普勒频率 f_D 应为

$$f_D = \frac{\mathbf{v}_{\text{initial}}^{\text{T}} \cdot (\mathbf{L}_{\text{initial}}^{\text{E,R}} - \mathbf{L}_{\text{initial}}^{\text{E,T}})}{\|\mathbf{L}_{\text{initial}}^{\text{E,R}} - \mathbf{L}_{\text{initial}}^{\text{E,T}}\|} \cdot \frac{f_c}{c} = 2637 \text{ Hz} \quad (26)$$

与图 8(a) 中的仿真结果一致。在 2 min 的时刻, 卫星的俯仰角、偏向角和旋转角分别为 32° 、 15° 和 44° , 代入公式 (14) 可以得到此时的姿态修正矩阵。分别计算姿态修正前和姿态修正后的 AAoD 和 EAoD, 带入发射端的天线方向函数比较发射天线增益可知姿态修正后的发射天线增益降低了 17 dB, 说明卫星姿态变化会影响发射端天线增益。在整个仿真过程中, LoS 径的功率也因卫星姿态改变而不断发生变化。利用星地信道硬件模拟器对相同的场景进行模拟, 通过 N9340B 频谱仪测量模拟器输出的 DPSD 如图 8(b) 所示。

将实测数据从频谱仪导出, 并与本文模型的仿真值进行比较分析, 结果如图 9 所示。图 9(a) 为 8 min 时刻实测值与本文模型仿真值的功率对比, 图 9(b) 为整个仿真过程中实测值与仿真值的平均绝对误差 (Mean Absolute Error, MAE)。从图中可以看出 MAE 都在 1.05 dB 以下, 说明本文模型在仿真全时段的输出均与实测数据具有较高的一致性。



(b) DPSD 实测结果

图 8 DPSD 仿真和实测结果

Fig. 8 Simulation and measured results of DPSD

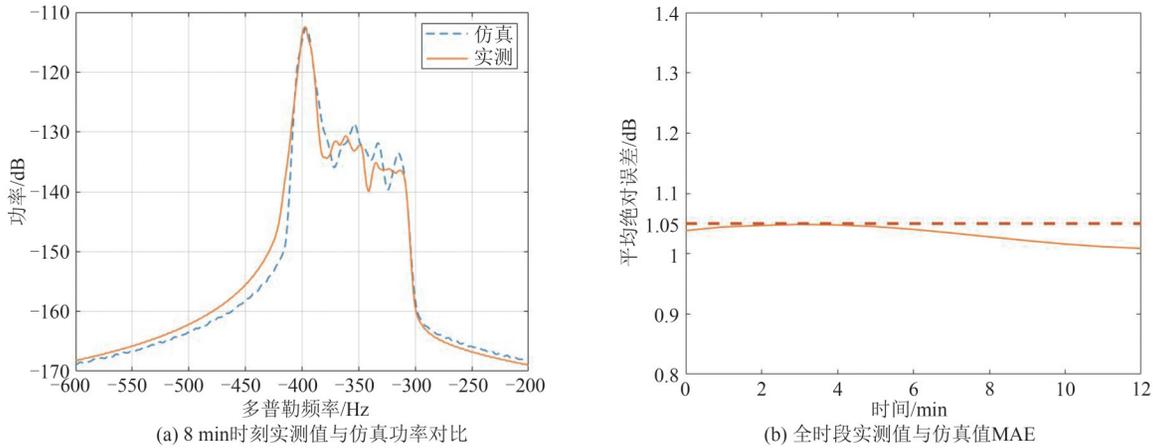


图9 实测值与仿真值对比

Fig. 9 Comparison of measured and simulated values

5 结论

本文综合考虑卫星姿态对星地链路增益以及多普勒相位的影响,提出了一种融合卫星姿态的星地信道模型,并且设计了一种支持最高带宽 640 MHz 的并行处理架构,用于实现星地信道的硬件实时模拟。通过采用迭代算法生成信道衰落因子,大大提高了系统的实时性。此外,采用基于预训练的功率校正方法,保证了输出功率的精确控制。硬件实测结果表明输出 PDF 和 DPSD 与理论仿真结果基本一致,并能够体现卫星姿态对星地信道的动态影响,该模拟器可用于辅助卫星通信系统的方案设计及相关技术的发展。

参考文献

- [1] 管莹莹,宋静,宋清洋,等.空天地海一体化网络切片研究综述[J].移动通信,2022,46(10):20-25.
GUAN Yingying, SONG Jing, SONG Qingyang, et al. Space-air-ground-sea integrated network slicing: A survey[J]. Mobile Communications, 2022, 46(10): 20-25. (in Chinese)
- [2] 郭岑峰,陈晓明.面向6G低轨卫星物联网的能效优先的多波束鲁棒预编码设计[J].信号处理,2022,38(8):1568-1578.
GUO Cenpeng, CHEN Xiaoming. Energy-efficient design of multibeam robust precoding for 6G LEO satellite Internet of Things[J]. Journal of Signal Processing, 2022, 38(8): 1568-1578. (in Chinese)
- [3] WANG Chengxiang, HUANG Jie, WANG Haiming, et al. 6G wireless channel measurements and models: Trends

- and challenges [J]. IEEE Vehicular Technology Magazine, 2020, 15(4): 22-32.
- [4] HASSAN N U L, HUANG Chongwen, YUEN C, et al. Dense small satellite networks for modern terrestrial communication systems: Benefits, infrastructure, and technologies [J]. IEEE Wireless Communications, 2020, 27(5): 96-103.
- [5] 朱秋明,倪浩然,华博宇,等.无人机毫米波信道测量与建模研究综述[J].移动通信,2022,46(12):2-11.
ZHU Qiuming, NI Haoran, HUA Boyu, et al. A survey of UAV millimeter-wave channel measurement and modeling [J]. Mobile Communications, 2022, 46(12): 2-11. (in Chinese)
- [6] 朱秋明,华博宇,毛开,等.无人机毫米波信道建模进展和挑战[J].数据采集与处理,2020,35(6):1049-1059.
ZHU Qiuming, HUA Boyu, MAO Kai, et al. Advances and challenges of UAV millimeter-wave channel modeling [J]. Journal of Data Acquisition and Processing, 2020, 35(6): 1049-1059. (in Chinese)
- [7] 周顺,林红磊,王茂磊,等.卫星导航信道模型综述[J].电波科学学报,2020,35(4):504-514.
ZHOU Shun, LIN Honglei, WANG Maolei, et al. A survey of satellite navigation channel models [J]. Chinese Journal of Radio Science, 2020, 35(4): 504-514. (in Chinese)
- [8] 柏菲,庞明慧,陈小敏,等.基于射线跟踪的空地毫米波传播损耗预测[J].信号处理,2021,37(6):958-965.
BAI Fei, PANG Minghui, CHEN Xiaomin, et al. Path loss prediction for air-to-ground MmWave communications based on ray tracing [J]. Journal of Signal Processing, 2021, 37(6): 958-965. (in Chinese)
- [9] CID E L, SANCHEZ M G, ALEJOS A V. Wideband analysis of the satellite communication channel at Ku-

- and X-bands[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(4): 2787-2790.
- [10] 廖希, 薛睿, 赵旦峰. 一种适用于多场景的窄带LMS信道模型[J]. 哈尔滨工业大学学报, 2015, 47(3): 66-71. LIAO Xi, XUE Rui, ZHAO Danfeng. A narrowband LMS channel model suitable for more scenarios [J]. Journal of Harbin Institute of Technology, 2015, 47(3): 66-71. (in Chinese)
- [11] LIU Chengxiao, FENG Wei, CHEN Yunfei, et al. Cell-free satellite-UAV networks for 6G wide-area Internet of Things[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2021, 39(4): 1116-1131.
- [12] OESTGES C, KHAN N, MANI F, et al. A geometry-based physical-statistical model of land mobile satellite channels in urban environments[C]//The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014). The Hague, Netherlands. IEEE, 2014: 2261-2263.
- [13] LI Zixin, WANG Chengxiang, HUANG Jie, et al. A non-stationary GBSM for 6G LEO satellite communication systems[C]//2021 IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC). Xiamen, China. IEEE, 2021: 493-498.
- [14] HUANG Pengda, TONNEMACHER M J, DU Yongjiu, et al. Towards massive MIMO channel emulation: Channel accuracy versus implementation resources[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(5): 4635-4651.
- [15] 房晨, 赵子坤, 张宁, 等. 全阴影卫星信道高效硬件数字孪生方法[J]. 航空兵器, 2022, 29(3): 88-93. FANG Chen, ZHAO Zikun, ZHANG Ning, et al. An efficient hardware digital twin method for full-shadow satellite channel[J]. Aero Weaponry, 2022, 29(3): 88-93. (in Chinese)
- [16] CAO Jue, 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.
- [17] ZHU Qiuming, ZHAO Zikun, MAO Kai, et al. A real-time hardware emulator for 3D non-stationary U_2V channels[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2021, 68(9): 3951-3964.
- [18] HOFER M, XU Zhinan, VLASTARAS D, et al. Real-time geometry-based wireless channel emulation[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(2): 1631-1645.
- [19] ZHU Qiuming, LI Hao, FU Yu, et al. A novel 3D non-stationary wireless MIMO channel simulator and hardware emulator[J]. IEEE Transactions on Communications, 2018, 66(9): 3865-3878.
- [20] LU Changsheng, ZHAO Zhenwei, WU Zhensen, et al.

A new rain attenuation prediction model for the earth-space links [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2018, 66(10): 5432-5442.

作者简介



周强军 男, 1999年生, 安徽人。南京航空航天大学在读硕士生, 主要研究方向为无线衰落信道硬件模拟。
E-mail: zqj19990408@nuaa.edu.cn



吕崇玉 男, 2000年生, 江苏人。南京航空航天大学在读硕士生, 主要研究方向为无线信道建模。
E-mail: lvchongyu@nuaa.edu.cn



陈小敏 女, 1975年生, 江苏人。南京航空航天大学副教授, 主要研究方向为MIMO信道技术、自适应功率分配等。
E-mail: minnie402@126.com



华博宇 男, 1992年生, 江苏人。南京航空航天大学实验师, 主要研究方向为移动无线信道建模、无人机信道测量与参数估计。
E-mail: byhua@nuaa.edu.cn



台鑫 男, 1982年生, 山东人。中电科思仪科技股份有限公司研究员级高级工程师, 主要研究方向为信号处理、微波毫米波信号发生与模拟。
E-mail: x.tai@outlook.com



朱秋明 男, 1979年生, 江苏人。南京航空航天大学教授, 主要研究方向为电磁传播环境测量认知、无人机信道大数据测量应用和航天测控电磁环境评估及建模。
E-mail: zhuqiuming@nuaa.edu.cn

(责任编辑: 边熙淳)