

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2314697

# 基于随机几何的输电场景中无人机信道建模<sup>\*</sup>

韩东升<sup>1,2</sup> 孙瑞彬<sup>1</sup> 李然<sup>1</sup>

(1. 华北电力大学电子与通信工程系 保定 071003; 2. 华北电力大学河北省电力物联网技术重点实验室 保定 071003)

**摘要:**为了准确描述输电环境中巡检无人机与地面基站之间无线信道,采用随机几何建模法,提出一种基于随机几何的三维信道模型。在该模型中考虑输电线路环境中塔杆,输电线的影响,采用水平圆柱体描述输电设备和周围环境的散射体分布情况,为了防止输电线路产生的电磁场影响无人机巡检作业安全,在模型中设置安全飞行区域,保证巡检安全。针对提出的信道模型,推导并分析了空-时相关函数,多普勒功率谱密度,电平交叉率和平均衰落时间等信道统计特性。研究了散射体分布情况,无人机运动状态对信道统计特性的影响。仿真结果表明,无人机运动速度大小、飞行方向,散射体分布情况对信道影响显著。理论结果和仿真结果吻合良好,验证了所提模型的正确性和有效性,可以为输电线路场景下巡检无人机与地面基站之间的无线通信系统设计提供理论参考。

**关键词:**无人机信道建模;随机几何模型;输电线路巡检;信道统计特性

中图分类号: TN929.5 文献标识码: A 国家标准学科分类代码: 510.5

## Modeling of UAV wireless channel in power transmission scenario based on geometry-based stochastic model

Han Dongsheng<sup>1,2</sup> Sun Ruibin<sup>1</sup> Li Ran<sup>1</sup>

(1. Department of Electronic and Communication Engineering, North China Electric Power University, Baoding 071003, China;  
2. Hebei Province Electric Power Internet of Things Technology Key Laboratory, North China Electric Power University,  
Baoding 071003, China)

**Abstract:** In order to accurately describe the wireless channel between the inspection UAV and GBS in the power transmission environment, we propose a three-dimensional channel model based on GBSM. The influence of tower poles and transmission lines in the transmission line environment is considered. The horizontal cylinders are used to describe the scatterer distribution of transmission equipment and the surrounding environment. In order to prevent the electromagnetic field generated by the transmission line from affecting the safety of UAV inspection operations, a safe flight area is set up in the model to ensure the safety of inspections. For the proposed channel model, channel statistical characteristics such as space-time correlation function, Doppler power spectral density, envelope level crossing rate and average fade duration are derived and analyzed. The influence of scatterer distribution and UAV motion status on channel statistical characteristics was studied. The simulation results show that the UAV's speed, flight direction, and scatterer distribution have a significant impact on the channel. The theoretical results and simulation results are in good agreement, verifying the correctness and effectiveness of the proposed model, and can provide a theoretical reference for the design of wireless communication systems between inspection UAV and GBS in transmission line scenarios.

**Keywords:** UAV channel modeling; GBSM; transmission line inspection; channel statistical characteristic

## 0 引言

输电线路巡检是电力系统正常运行的重要保障,无人机(unmanned aerial vehicles,UAV)巡检具有灵活性强,效率高,成本较低的优点,作为一种新型输电线路巡检方式在

电力行业中得到了广泛的关注<sup>[1-3]</sup>。无人机巡检通信系统主要包括无人机和地面基站(ground base station,GBS),其中无人机负责对输电线路进行巡检,将巡检数据传输到地面基站,而地面基站负责接收无人机传输的数据,传送规划信息。随着电力系统的快速发展,输电线路巡检的范围不

收稿日期:2023-10-07

\* 基金项目:河北省省级科技计划(SZX2020034)项目资助

不断扩大,需要长距离无线通信系统传输信息。因此,为了保证巡检工作的准确性和效率,需要在无人机与地面基站之间建立可靠的无线通信系统<sup>[4]</sup>。输电线路附近的无线通信环境复杂多变,针对无人机与地面基站之间的无线信道特性展开研究,进行信道建模,有利于促进无人机巡检系统的开发和设计,提高输电线路巡检工作的准确性和效率。

对输电环境的无线信道特性的准确认知是针对输电线路环境中巡检无人机无线信道建模的基础。一方面输电线路周围环境复杂,无线信号传输会受到周围环境中物体的影响,另一方面输电线路中分布错综复杂的输电线,输电塔及大量的绝缘子也会对信号的传输产生干扰,二者共同作用,使信号传输产生多径效应<sup>[5-6]</sup>。同时,输电线路周围分布的电磁场会对无人机产生电磁干扰,影响巡检作业安全,因此无人机沿着输电线路进行巡检时需要与输电线路保持安全距离<sup>[7]</sup>。在输电环境中进行无人机信道建模既要研究其无线信道特性,又要考虑无人机与输电线路的安全距离,保证安全巡检作业。

现阶段关于无人机巡检输电线路的研究主要集中在路径规划,智能感知,图像识别等方面<sup>[8-10]</sup>。关于输电环境中无人机信道建模的研究处于起步阶段。文献[11]提出了一种改进型双折线对数距离模型来描述无人机巡检输电线路的无线通信信道,但是该模型需要在真实环境中测量数据,复杂度较高。文献[12]通过测量接收信号强度研究无人机与基站之间的信号传输特性,然而系统中的基站位于输电塔上而不是位于地面,其研究结果无法直接应用于巡检无人机与地面基站之间的无线信道,同时,也需要对通信场景进行实际测量,复杂度和测量成本较高。文献[13]面向电力物联网提出一种三维半椭球体的信道模型,通过调整模型参数可以描述输电场景的无线通信环境。但是该模型假设信道的收发两端处同一平面,不适用于描述巡检无人机与地面基站之间的无线信道。目前,亟待提出一种适用于描述无人机与地面基站之间的无线通信环境的信道模型。

根据建模方式不同,无人机信道模型分为确定性模型和随机性模型<sup>[14]</sup>。确定性模型具有高精度,但是需要大量的实测数据和复杂的计算来表征特定的传播环境中的无线信道,通用性有限<sup>[15]</sup>。与确定性模型不同,随机性模型以随机的方式表示信道参数,根据散射体的分布方式可分为非随机几何模型 (non-geometrical stochastic model, NGSM) 和随机几何模型 (geometry-based stochastic model, GBSM)<sup>[16]</sup>。NGSM 不以规则的几何图形限定散射体的分布,而是通过一些统计分布将有效散射体分布在随机位置,以完全随机的方式表征无人机信道,NGSM 建模灵活但是精确性有限<sup>[17]</sup>。GBSM 根据收发两端所处的通信场景的特点,将通信环境抽象为一个或多个几何形状组成的结构模型,假设散射体分布在几何形状的表面,结合波的散射理论进行建模,通过改变散射体分布的几何形状和散射体位置的概率密度函数来适应各种场景,具有较高的

通用性和较低的复杂度<sup>[18]</sup>。因此,GBSM 被广泛应用于无人机信道建模。本文采用 GBSM 方法针对输电线路场景中无人机与地面基站之间的无线信道进行建模。

文献[19]针对多输入多输出 (multi-input multi-output, MIMO) 通信系统,提出一种 UAV-MIMO 单球面 GBSM,假设接收端的散射体分布在球体表面,推导并分析了空-时相关函数,多普勒功率谱密度,电平交叉率以及平均衰落时间等信道统计特性。文献[20]针对无人机与地面移动终端之间的通信系统,提出一种基于半球形的三维非平稳信道模型,信道特性的仿真结果和理论结果良好吻合,验证了模型的正确性和有效性。文献[21]提出了一种包含局部散射体和远端散射体的三维非平稳宽带 GBSM,假设局部和远端散射体分布在同心圆柱和椭圆柱表面,验证了无人机运动对信道特性的影响。上述 3 种信道模型没有考虑无人机附近的散射体对信道特性的影响,只适用于无人机飞行高度高于散射体的情况。然而,为了保证巡检的准确性,无人机通常在低空区域飞行,需要考虑无人机附件的散射体对信道的影响<sup>[22]</sup>。文献[23]提出了一种同心圆柱体和半球体结合的 GBSM,文献[24]提出一种参数可变的联合空-时-频无人机双圆柱 GBSM,研究了无人机相关参数在空间,时间和频域对信道统计特性的影响。虽然这两种模型都考虑了无人机附近的散射体对信道的影响,但是没有考虑环境中散射体对信道特性的影响。

基于上述分析,为了能够更加准确的描述输电线路环境中巡检无人机与地面基站间的信道传输特性,本文提出一种水平双圆柱的三维信道模型。由于巡检无人机为了巡检的准确性通常在低空飞行,考虑了无人机附近的散射体对信道的影响,同时考虑了周围环境中散射体对信道的影响。输电线路附近产生较强的电磁干扰,无人机巡检时需要保持一定的安全距离,规定了无人机的安全飞行范围,保证了巡检工作的安全进行。在模型中考虑了无人机运动引起的时变距离、时变角度对信道特性的影响,针对信号方位角和倾角服从冯·米塞斯分布的情况推导了空-时相关函数、多普勒功率谱密度、电平交叉率、平均衰落时间等信道统计特性。最后本文深入研究了散射体分布情况、无人机速度、飞行方向对信道统计特性的影响,仿真结果和理论结果较高程度逼近表明本文所建模型适用于描述输电线路场景中巡检无人机与地面基站之间的无线信道,验证了理论模型推导的正确性和实用性。本文研究的模型可用于输电线路环境中无人机通信系统的性能分析,为通信系统的设计提供了理论参考。

## 1 三维非平稳信道建模

### 1.1 三维非平稳信道建模系统

根据建模场景不同,三维非平稳信道建模系统大致可以分为场景分析、模型几何化、推导信道特性、仿真分析与对比验证,最终得出结论。

采用GBSM建模法针对输电线线路环境中巡检无人机与地面基站间无线通信信道进行建模的系统流程如图1所示。场景分析以通信系统的无线通信环境为基础,采用GBSM法对场景进行几何化建模,提出几何化模型。基于提出的信道模型,根据无人机运动引起的信道的非平稳性推导信道冲激响应函数,进一步推导信道的空-时相关函数、多普勒功率谱密度、电平交叉率以及平均衰落时间等信道统计特性,然后进行仿真分析,对比理论结果和仿真结果的逼近效果验证模型的实用性,通过理论模型与其它文献模型的对比,分析模型的优势,最终得出结论。

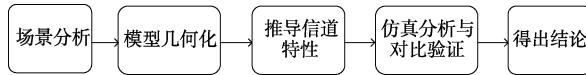


图1 信道建模系统流程图

## 1.2 三维非平稳信道模型

本文研究输电场景中巡检无人机与地面基站之间的通信系统,如图2所示。在系统中无人机在沿着输电线路进行巡检时为了提高巡检的准确性在低空飞行,输电线路自身设备和环境中的树木均会对信号传输产生影响,因此既需要考虑输电线路上的近端散射体又要考虑环境中的远端散射体。同时,为了保障无人机巡检的准确性和安全性,需要限定无人机的飞行范围,明确与传输线路之间的最小安全距离。

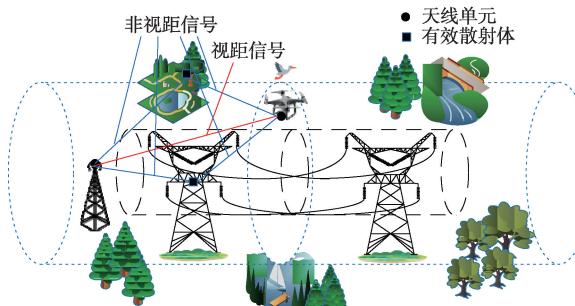


图2 巡检无人机与地面基站之间的无线通信场景

本文基于随机几何建模法,将无人机与地面基站之间的无线通信系统抽象为两个水平双圆柱的随机几何模型,如图3所示。在所提模型中分别采用水平圆柱体表征输电线路设备和周围环境中散射体的分布情况,分别用蓝色点线和黑色虚线表示。为了防止输电设备产生的电磁干扰对无人机造成影响,无人机进行巡检时需要与输电线路保持安全距离,图3中红色点划线圆柱区域表示无人机巡检时与输电线路的最小安全距离区域,并且为了保证巡检的精确度假设无人机在蓝色点线圆柱和红色点划线圆柱之间三维区域内运动。模型的截面图如图4所示。

模型中无人机与地面基站配备 $L_T \times L_R$ 全向均匀线性天线阵列组成MIMO系统,天线间距分别为 $\delta_T$ 和 $\delta_R$ 。 $T_T^{(p)}$ 和 $T_R^{(q)}$ 分别表示第 $p$ ( $1 \leq p \leq L_T$ )根发射天线和第 $q$ ( $1 \leq q \leq L_R$ )根接收天线。无人机为信号发射端,用 $T_x$

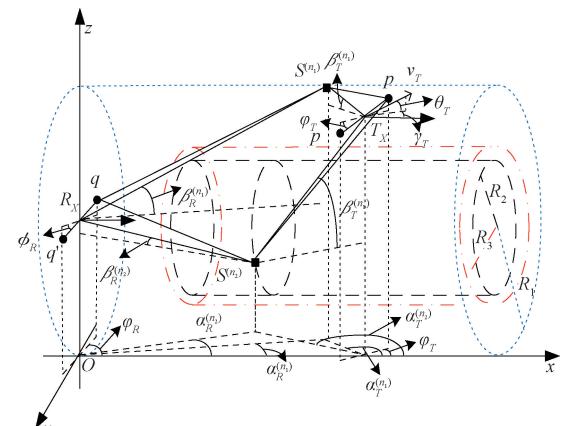


图3 无人机与地面基站之间的GBSM

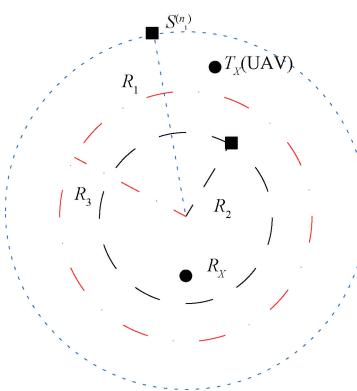


图4 信道模型截面图

表示,地面基站为信号接收端,用 $R_x$ 表示,坐标分别为 $(x_T, y_T, z_T)$ 和 $(x_R, y_R, z_R)$ 。 $\varphi_T$ 和 $\varphi_R$ 分别代表发射天线阵列和接收天线阵列投影在 $xoy$ 平面的角度, $\phi_T$ 和 $\phi_R$ 分别代表发射天线阵列和接收天线阵列相对于 $xoy$ 平面的倾角。无人机飞行速度的大小为 $v_T$ 飞行的水平方位角和竖直倾角分别用 $\gamma_T$ 和 $\theta_T$ 表示。输电线路侧的散射体分布在半径为 $R_1$ 的内部圆柱表面上,圆心距离 $xoy$ 平面的高度为 $H_1$ 。设该圆柱表面有 $N_1$ 个有效散射体, $S^{(n_1)}$ 表示第 $n_1$ ( $n_1 = 1, 2, \dots, N_1$ )个散射体。周围环境中的散射体分布在半径为 $R_2$ 的外部圆柱表面,圆心距离 $xoy$ 平面的高度为 $H_2$ 。设该圆柱面上有 $N_2$ 个有效散射体, $S^{(n_2)}$ 表示第 $n_2$ ( $n_2 = 1, 2, \dots, N_2$ )个散射体。无人机距离输电线路的最小安全距离区域用半径为 $R_3$ 的圆柱表示,其圆心距离 $xoy$ 平面的高度同样为 $H_2$ 。无线传播信号包括视距分量(line of sight, LoS)和受到输电线路设备与周围环境中散射体影响的非视距分量(non-line of sight, NLoS)。NLoS分量包括信号由 $T_x$ 经过散射体 $S^{(n_1)}$ 到达 $R_x$ 的单反射分量 $SB_1$ ,信号由 $T_x$ 经过散射体 $S^{(n_2)}$ 到达 $R_x$ 的单反射分量 $SB_2$ 以及信号先后经过散射体 $S^{(n_1)}$ 和 $S^{(n_2)}$ 的双反射分量 $DB_1, DB_2$ 四部分。 $\alpha_T^{(n_1)}$ 和 $\alpha_T^{(n_2)}$ 分别表示信号从 $T_x$ 发

射,到达散射体  $S^{(n_1)}$  和  $S^{(n_2)}$  的离开方位角,  $\beta_T^{(n_1)}$  和  $\beta_R^{(n_2)}$  分别表示信号从  $T_x$  发射,到达散射体  $S^{(n_1)}$  和  $S^{(n_2)}$  的离开倾角。 $\alpha_R^{(n_1)}$  和  $\alpha_R^{(n_2)}$  分别表示信号经过散射体  $S^{(n_1)}$  和  $S^{(n_2)}$  到达  $R_x$  的到达方位角,  $\beta_R^{(n_1)}$  和  $\beta_R^{(n_2)}$  分别表示信号经过散射体  $S^{(n_1)}$  和  $S^{(n_2)}$  到达  $R_x$  的到达倾角。视距路径信号的离开方位角和倾角分别由  $\alpha_T^{\text{LoS}}, \beta_T^{\text{LoS}}$  表示。模型的参数及含义如表 1 所示。

表 1 信道模型重要参数及含义

参数	含义
$v_T$	无人机的飞行速度大小
$\gamma_T, \theta_T$	无人机飞行的水平方位角和竖直倾角
$\varphi_T, \phi_T$	发射天线的水平方位角和竖直倾角
$\varphi_R, \phi_R$	接收天线的水平方位角和竖直倾角
$R_{1/2}$	内部圆柱,外部圆柱的半径
$H_{1/2}$	内部圆柱,外部圆柱的圆心高度
$R_3$	最小安全距离区域的半径
$\alpha_T^{(n_1/2)}$	信号由发射端达到有效散射体 $S^{(n_1)}, S^{(n_2)}$ 的离开方位角
$\beta_T^{(n_1/2)}$	信号由发射端达到有效散射体 $S^{(n_1)}, S^{(n_2)}$ 的离开倾角
$\alpha_R^{(n_1/2)}$	信号由有效散射体 $S^{(n_1)}, S^{(n_2)}$ 到达接收端的到达方位角
$\beta_R^{(n_1/2)}$	信号由有效散射体 $S^{(n_1)}, S^{(n_2)}$ 到达接收端的到达倾角
$\alpha_T^{\text{LoS}}, \beta_T^{\text{LoS}}$	LoS 路径信号的离开方位角和倾角
$D_{pn_1}, D_{pn_2}$	发射天线第 $p$ 根线元与有效散射体 $S^{(n_1)}, S^{(n_2)}$ 之间的距离
$D_{n_1q}, D_{n_2q}$	有效散射体 $S^{(n_1)}, S^{(n_2)}$ 与接收天线第 $q$ 根线元之间的距离
$D_{n_1n_2}$	有效散射体 $S^{(n_1)}, S^{(n_2)}$ 之间的距离

MIMO 衰落信道可以用一个  $L_T \times L_R$  维矩阵  $\mathbf{H}(t, \tau) = [h_{pq}(t, \tau)]_{L_T \times L_R}$  来描述, 其中  $h_{pq}(t, \tau)$  表示链路  $T_T^{(p)} - T_R^{(q)}$  的信道冲激响应函数。信道冲激响应函数可以由 LoS 分量, 单反射分量  $SB_1$  和  $SB_2$ , 双反射分量  $DB_1$  和  $DB_2$  叠加获得, 可表示为:

$$h_{pq}(t, \tau) = h_{pq}^{\text{LoS}}(t, \tau) + h_{pq}^{SB_1}(t, \tau) + h_{pq}^{SB_2}(t, \tau) + h_{pq}^{DB_1}(t, \tau) + h_{pq}^{DB_2}(t, \tau) \quad (1)$$

$$h_{pq}^{\text{LoS}}(t, \tau) = \sqrt{\frac{K\Omega}{K+1}} e^{-j2\pi f_c D_{pq}(t)/c} \times \\ e^{j2\pi f_{\max} t [\cos(\alpha_T^{\text{LoS}}(t) - \gamma_T) \cos(\beta_T^{\text{LoS}}(t) \cos \theta_T + \sin \beta_T^{\text{LoS}}(t) \sin \theta_T)]} \times \delta(\tau - \tau^{\text{LoS}}(t)) \quad (2)$$

$$e^{j2\pi f_{\max} t [\cos(\alpha_T^{(n_1)}(t) - \gamma_T) \cos(\beta_T^{(n_1)}(t) \cos \theta_T + \sin \beta_T^{(n_1)}(t) \sin \theta_T)]} \times \delta(\tau - \tau^{SB_1}(t)) \quad (3)$$

$$h_{pq}^{SB_2}(t, \tau) = \sqrt{\frac{\Omega \eta_{SB_2}}{K+1}} \lim_{N_2 \rightarrow \infty} \sum_{n_2=1}^{N_2} \frac{1}{\sqrt{N_2}} e^{j\psi_2} \times e^{-j2\pi f_c D_{pq, n_2}(t)/c} \times \\ e^{j2\pi f_{\max} t [\cos(\alpha_T^{(n_2)}(t) - \gamma_T) \cos(\beta_T^{(n_2)}(t) \cos \theta_T + \sin \beta_T^{(n_2)}(t) \sin \theta_T)]} \times \delta(\tau - \tau^{SB_2}(t)) \quad (4)$$

$$h_{pq}^{DB_1}(t, \tau) = \sqrt{\frac{\Omega \eta_{DB_1}}{K+1}} \lim_{N_1, N_2 \rightarrow \infty} \sum_{n_1=1}^{N_1} \sum_{n_2=1}^{N_2} \frac{1}{\sqrt{N_1 N_2}} e^{j\psi_{1,2}} \times \\ e^{-j2\pi f_c D_{pq, n_1, n_2}(t)/c} \times e^{j2\pi f_{\max} t [\cos(\alpha_T^{(n_1)}(t) - \gamma_T) \cos(\beta_T^{(n_1)}(t) \cos \theta_T + \sin \beta_T^{(n_1)}(t) \sin \theta_T)]} \times \delta(\tau - \tau^{DB_1}(t)) \quad (5)$$

$$h_{pq}^{DB_2}(t, \tau) = \sqrt{\frac{\Omega \eta_{DB_2}}{K+1}} \lim_{N_1, N_2 \rightarrow \infty} \sum_{n_1=1}^{N_1} \sum_{n_2=1}^{N_2} \frac{1}{\sqrt{N_1 N_2}} e^{j\psi_{2,1}} \times \\ e^{-j2\pi f_c D_{pq, n_1, n_2}(t)/c} \times e^{j2\pi f_{\max} t [\cos(\alpha_T^{(n_2)}(t) - \gamma_T) \cos(\beta_T^{(n_2)}(t) \cos \theta_T + \sin \beta_T^{(n_2)}(t) \sin \theta_T)]} \times \delta(\tau - \tau^{DB_2}(t)) \quad (6)$$

式(2)~(6)中,  $K$  是  $T_T^{(p)} - T_R^{(q)}$  链路的莱斯因子, 表示链路的视距路径信号与非视距路径信号功率的比值。 $\Omega$  表示  $T_T^{(p)} - T_R^{(q)}$  链路的总功率。 $\eta_{SB_1}, \eta_{SB_2}, \eta_{DB_1}, \eta_{DB_2}$  分别表示  $SB_1, SB_2, DB_1, DB_2$  分量占  $T_T^{(p)} - T_R^{(q)}$  链路总散射功率  $\Omega/K+1$  的比例, 并且满足  $\eta_{SB_1} + \eta_{SB_2} + \eta_{DB_1} + \eta_{DB_2} = 1$  的关系。 $\psi_1, \psi_2, \psi_{12}, \psi_{21}$  分别表示信号经过单次射, 双反射产生的相位偏移, 它们是在  $[-\pi, \pi]$  上服从均匀分布的独立同分布的随机变量。 $f_c$  表示工作频率,  $c$  是光速,  $f_{\max}$  表示由于无人机运动产生的最大多普勒频率,  $f_{\max} = v_T/\lambda, \lambda$  为波长。 $\tau^{\text{LoS}}(t), \tau^{SB_1}(t), \tau^{SB_2}(t), \tau^{DB_1}(t), \tau^{DB_2}(t)$  分别表示 LoS 分量, 单反射和双反射分量的信号传输时延。根据几何关系可以计算出模型中各个信号分量的传输距离和传输时延。

对于 LoS 分量, 天线  $T_T^{(p)}, T_R^{(q)}$  之间的距离可表示为:

$$D_{pq}(t) = [(x_q(t) - x_p(t))^2 + (y_q(t) - y_p(t))^2 + (z_q(t) - z_p(t))^2]^{1/2} \quad (7)$$

$$x_p(t) = x_T + v_T t \cos \gamma_T \cos \theta_T + \Delta_T \cos \varphi_T \cos \phi_T \quad (8)$$

$$y_p(t) = y_T + v_T t \sin \gamma_T \cos \theta_T + \Delta_T \sin \varphi_T \cos \phi_T \quad (9)$$

$$z_p(t) = z_T + v_T t \sin \theta_T + \Delta_T \sin \phi_T \quad (10)$$

$$x_q(t) = x_R + \Delta_R \cos \varphi_R \cos \phi_R \quad (11)$$

$$y_q(t) = y_R + \Delta_R \sin \varphi_R \cos \phi_R \quad (12)$$

$$z_q(t) = z_R + \Delta_R \sin \phi_R \quad (13)$$

其中,  $\Delta_T$  表示第  $p$  根发射天线到发射天线阵列中心的距离,  $\Delta_R$  表示第  $q$  根接收天线到接收天线阵列中心的距离。 $\Delta_R$  和  $\Delta_T$  的表达式分别为:

$$\Delta_T = \frac{1}{2}(L_T - 2p + 1)\delta_T \quad (14)$$

$$\Delta_R = \frac{1}{2}(L_R - 2q + 1)\delta_R \quad (15)$$

对于单反射分量,信号由天线  $T_T^{(p)}$  经过散射体  $S^{(n_i)} (i = 1, 2)$  到达天线  $T_R^{(q)}$  的距离可表示为:

$$D_{pq,n_i}(t) = D_{pn_i}(t) + D_{n_i q}(t) \quad (16)$$

根据几何关系可以得到:

$$D_{pn_i}(t) \approx D_{Tn_i}(t) - D_{dt}(t) \quad (17)$$

$$D_{n_i q}(t) \approx D_{n_i R}(t) - D_{dr}(t) \quad (18)$$

其中,  $D_{dt}(t), D_{dr}(t)$  的表达式分别为:

$$D_{dt}(t) = \Delta_T \cos \phi_T \cos \beta_T^{(n_i)}(t) \cos(\alpha_T^{(n_i)}(t) - \varphi_T) \quad (19)$$

$$D_{dr}(t) = \Delta_R \cos \phi_R \cos \beta_R^{(n_i)}(t) \cos(\alpha_R^{(n_i)}(t) - \varphi_R) \quad (20)$$

$D_{Tn_i}(t)$  表示发射天线阵列中心与散射体  $S^{(n_i)}$  之间的距离,  $D_{n_i R}(t)$  表示散射体  $S^{(n_i)}$  与接收天线阵列中心之间的距离, 可分别表示为:

$$D_{Tn_i}(t) = [(x_{n_i}(t) - x_T(t))^2 + (y_{n_i}(t) - y_T(t))^2 + (z_{n_i}(t) - z_T(t))^2]^{1/2} \quad (21)$$

$$D_{n_i R}(t) = [(x_R(t) - x_{n_i}(t))^2 + (y_R(t) - y_{n_i}(t))^2 + (z_R(t) - z_{n_i}(t))^2]^{1/2} \quad (22)$$

通过  $T_X$  的位置可以计算得到散射体  $S^{(n_i)}$  的位置。散射体  $S^{(n_i)}$  的坐标可以表示为:

$$x_{n_i}(t) = x_T + v_T t \cos \gamma_T \cos \theta_T -$$

$$D_{Tn_i}(t) \cos \alpha_T^{(n_i)}(t) \cos \beta_T^{(n_i)}(t) \quad (23)$$

$$y_{n_i}(t) = y_T + v_T t \sin \gamma_T \cos \theta_T -$$

$$D_{Tn_i}(t) \sin \alpha_T^{(n_i)}(t) \cos \beta_T^{(n_i)}(t) \quad (24)$$

$$z_{n_i}(t) = z_T + v_T t \sin \theta_T - D_{Tn_i}(t) \sin \beta_T^{(n_i)}(t) \quad (25)$$

由于散射体  $S^{(n_i)}$  分布在内部和外部圆柱的表面, 公式中  $y_{n_i}(t)$  和  $z_{n_i}(t)$  满足关系:

$$(y_{n_i}(t) - y_0)^2 + (z_{n_i}(t) - H_i)^2 = R_i^2 \quad (26)$$

这里为了简单  $y_0 = 0$ 。

对于双反射分量, 信号由天线  $T_T^{(p)}$  先后经过散射体  $S^{(n_2)}$  和散射体  $S^{(n_1)}$  到达天线  $T_R^{(q)}$  的距离  $D_{pq,n_2 n_1}(t)$  与信号由天线  $T_T^{(p)}$  先后经过散射体  $S^{(n_1)}$  和散射体  $S^{(n_2)}$  到达天线  $T_R^{(q)}$  的距离  $D_{pq,n_1 n_2}(t)$  的表达式分别为:

$$D_{pq,n_2 n_1}(t) = D_{p,n_2}(t) + D_{n_1 q}(t) + D_{n_2 n_1}(t) \quad (27)$$

$$D_{pq,n_1 n_2}(t) = D_{p,n_1}(t) + D_{n_2 q}(t) + D_{n_1 n_2}(t) \quad (28)$$

与单反射分量信号传输距离的求法相同, 求出散射体  $S^{(n_i)}$  的坐标便可以求出双反射分量信号传输距离, 这里不再重复推导。

根据求出的 LoS 分量, 单反射和双反射分量的信号传输距离, 可以进一步求出信号的传输时延:

$$\tau^{\text{LoS}}(t) = \frac{D_{pq}(t)}{c} \quad (29)$$

$$\tau^{\text{SB}_1}(t) = \frac{D_{p,n_1}(t) + D_{n_1 q}(t)}{c} \quad (30)$$

$$\tau^{\text{SB}_2}(t) = \frac{D_{p,n_2}(t) + D_{n_2 q}(t)}{c} \quad (31)$$

$$\tau^{\text{DB}_1}(t) = \frac{D_{p,n_2}(t) + D_{n_1 q}(t) + D_{n_2 n_1}(t)}{c} \quad (32)$$

$$\tau^{\text{DB}_2}(t) = \frac{D_{p,n_1}(t) + D_{n_2 q}(t) + D_{n_1 n_2}(t)}{c} \quad (33)$$

根据几何关系, LoS 分量离开的方位角和倾角  $\alpha_T^{\text{LoS}}(t), \beta_T^{\text{LoS}}(t)$  可以由公式表示。同理, NLoS 分量的方位角和倾角的表达式如下:

$$\alpha_T^{\text{LoS}}(t) = \arctan \sqrt{\frac{(y_q(t) - y_p(t))^2}{(x_q(t) - x_p(t))^2}} \quad (34)$$

$$\beta_T^{\text{LoS}}(t) = \arctan \left( \frac{1}{\sqrt{(x_q(t) - x_p(t))^2 + (y_q(t) - y_p(t))^2}} \times \sqrt{(z_q(t) - z_p(t))^2} \right) \quad (35)$$

$$\alpha_T^{(n_i)}(t) = \arctan \frac{\sqrt{(y_{n_i}(t) - y_T(t))^2}}{\sqrt{(x_{n_i}(t) - x_T(t))^2}} \quad (36)$$

$$\beta_T^{(n_i)}(t) = \arctan \left( \frac{1}{\sqrt{(x_{n_i}(t) - x_T(t))^2 + (y_{n_i}(t) - y_T(t))^2}} \times \sqrt{(z_{n_i}(t) - z_T(t))^2} \right) \quad (37)$$

$$\alpha_R^{(n_i)}(t) = \arctan \frac{\sqrt{(y_{n_i}(t) - y_R(t))^2}}{\sqrt{(x_{n_i}(t) - x_R(t))^2}} \quad (38)$$

$$\beta_R^{(n_i)}(t) = \arctan \left( \frac{1}{\sqrt{(x_{n_i}(t) - x_R(t))^2 + (y_{n_i}(t) - y_R(t))^2}} \times \sqrt{(z_{n_i}(t) - z_R(t))^2} \right) \quad (39)$$

因为散射体的位置是随机的, 所以上述角度参数是相互独立的离散随机变量。在理论模型中, 当散射体的个数趋于无穷时可以用给定角度分布的连续随机变量表示离散随机变量。本文采用冯米塞斯分布表征方位角和倾角, 其概率密度的表达式为:

$$f(\alpha, \beta) = \frac{1}{4\pi^2 I_0(k_1) I_0(k_2)} \times e^{k_1 \cos(\alpha - \alpha_0)} \times e^{k_2 \cos(\beta - \beta_0)} \quad (40)$$

其中,  $I(\cdot)$  表示第一类零阶修正贝塞尔函数。 $\alpha_0, \beta_0$  分别表示方位角和倾角的平均值。 $k_1, k_2 (k_1, k_2 \geq 0)$  是控制方位角和倾角在平均角度附近集中程度的参数。当  $k_1 = k_2 = 0$  时散射体服从均匀分布, 表示各向同性散射环境,  $k$  值越大, 方位角和倾角越集中于均值角度, 非各向同性散射越明显, 散射体分布越趋于正态分布。

## 2 理论模型的统计特性

无线信道的统计特性对于分析相应的信道特性至关重要。常用的信道统计特性包括空-时相关函数, 多普勒功率谱密度, 电平交叉率以平均衰落时间, 本章根据四个统计特性对提出的输电场景中巡检无人机与地面基站之间的信道模型的信道特性进行研究。

### 2.1 空-时相关函数

空-时相关函数可以表示多径信道中任意两条链路之

间在时间和空间上的联系与变化。信道中任意两条链路  $T_T^{(p)} - T_R^{(q)}$  和  $T_T^{(p')} - T_R^{(q')}$  之间的归一化空-时相关函数可以表示为:

$$R_{pq,p'q'}(\delta_T, \delta_R, t, \Delta t) = \frac{E[h_{pq}(t)h_{p'q'}^*(t + \Delta t)]}{\sqrt{E[|h_{pq}(t)|^2]E[|h_{p'q'}^*(t + \Delta t)|^2]}} \quad (41)$$

式中:  $E(\cdot)$  代表统计期望算子,  $(\cdot)^*$  代表复共轭算子,  $\Delta t$  代表时间间隔。由于信道的 LoS 分量和 NLoS 分量是相互独立的, 公式可以由各个分量的空-时相关函数叠加得到:

$$\begin{aligned} R_{pq,p'q'}(\delta_T, \delta_R, t, \Delta t) &= R_{pq,p'q'}^{\text{LoS}}(\delta_T, \delta_R, t, \Delta t) + \\ R_{pq,p'q'}^{\text{SB}_1}(\delta_T, \delta_R, t, \Delta t) + R_{pq,p'q'}^{\text{SB}_2}(\delta_T, \delta_R, t, \Delta t) + R_{pq,p'q'}^{\text{DB}_1}(\delta_T, \delta_R, t, \Delta t, \\ \delta_R, t, \Delta t) + R_{pq,p'q'}^{\text{DB}_2}(\delta_T, \delta_R, t, \Delta t) \end{aligned} \quad (42)$$

各部分表达式为:

$$\begin{aligned} R_{pq,p'q'}^{\text{LoS}}(\delta_T, \delta_R, t, \Delta t) &= \frac{K}{K+1} e^{j2\pi \frac{[D_{p'q'}(t+\Delta t)-D_{pq}(t)]}{\lambda}} \times \\ e^{-j2\pi \frac{v_T}{\lambda} \Delta t (\cos(\alpha_T^{\text{LoS}} - \gamma_T) \cos \beta_T^{\text{LoS}} \cos \theta_T)} \times e^{-j2\pi \frac{v_T}{\lambda} \Delta t (\sin \beta_T^{\text{LoS}} \sin \theta_T)} \end{aligned} \quad (43)$$

$$\begin{aligned} R_{pq,p'q'}^{\text{SB}_1}(\delta_T, \delta_R, t, \Delta t) &= \frac{\eta_{\text{SB}_1}}{K+1} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j2\pi \frac{[D_{p'q'}(t+\Delta t)-D_{pq,n_1}(t)]}{\lambda}} \times \\ e^{-j2\pi \frac{v_T}{\lambda} \Delta t (\cos(\alpha_T^{(n_1)} - \gamma_T) \cos \beta_T^{(n_1)} \cos \theta_T)} \times e^{-j2\pi \frac{v_T}{\lambda} \Delta t (\sin \beta_T^{(n_1)} \sin \theta_T)} f(\alpha_T^{(n_1)}, \\ \beta_T^{(n_1)}) d(\alpha_T^{(n_1)}, \beta_T^{(n_1)}) \end{aligned} \quad (44)$$

$$\begin{aligned} R_{pq,p'q'}^{\text{SB}_2}(\delta_T, \delta_R, t, \Delta t) &= \frac{\eta_{\text{SB}_2}}{K+1} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j2\pi \frac{[D_{p'q'}(t+\Delta t)-D_{pq,n_2}(t)]}{\lambda}} \times \\ e^{-j2\pi \frac{v_T}{\lambda} \Delta t (\cos(\alpha_T^{(n_2)} - \gamma_T) \cos \beta_T^{(n_2)} \cos \theta_T)} \times e^{-j2\pi \frac{v_T}{\lambda} \Delta t (\sin \beta_T^{(n_2)} \sin \theta_T)} f(\alpha_T^{(n_2)}, \\ \beta_T^{(n_2)}) d(\alpha_T^{(n_2)}, \beta_T^{(n_2)}) \end{aligned} \quad (45)$$

$$\begin{aligned} R_{pq,p'q'}^{\text{DB}_1}(\delta_T, \delta_R, t, \Delta t) &= \frac{\eta_{\text{DB}_1}}{K+1} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j2\pi \frac{D_{p'q',n_1}(t+\Delta t)}{\lambda}} \times \\ e^{-j2\pi \frac{D_{pq,n_1}(t)}{\lambda}} \times e^{-j2\pi \frac{v_T}{\lambda} \Delta t (\cos(\alpha_T^{(n_1)} - \gamma_T) \cos \beta_T^{(n_1)} \cos \theta_T)} \times \\ e^{-j2\pi \frac{v_T}{\lambda} \Delta t (\sin \beta_T^{(n_1)} \sin \theta_T)} f(\alpha_T^{(n_1)}, \beta_T^{(n_1)}) f(\alpha_R^{(n_1)}, \beta_R^{(n_1)}) d(\alpha_T^{(n_1)}, \\ \beta_T^{(n_1)}) d(\alpha_R^{(n_1)}, \beta_R^{(n_1)}) \end{aligned} \quad (46)$$

$$\begin{aligned} R_{pq,p'q'}^{\text{DB}_2}(\delta_T, \delta_R, t, \Delta t) &= \frac{\eta_{\text{DB}_2}}{K+1} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j2\pi \frac{D_{p'q',n_2}(t+\Delta t)}{\lambda}} \times \\ e^{-j2\pi \frac{D_{pq,n_2}(t)}{\lambda}} \times e^{-j2\pi \frac{v_T}{\lambda} \Delta t (\cos(\alpha_T^{(n_2)} - \gamma_T) \cos \beta_T^{(n_2)} \cos \theta_T)} \times \\ e^{-j2\pi \frac{v_T}{\lambda} \Delta t (\sin \beta_T^{(n_2)} \sin \theta_T)} f(\alpha_T^{(n_2)}, \beta_T^{(n_2)}) f(\alpha_R^{(n_2)}, \beta_R^{(n_2)}) d(\alpha_T^{(n_2)}, \\ \beta_T^{(n_2)}) d(\alpha_R^{(n_2)}, \beta_R^{(n_2)}) \end{aligned} \quad (47)$$

将时间间隔  $\Delta t$  取 0, 可以将空-时相关函数化简为空间相关函数。设置天线间距  $\delta_T = \delta_R = 0$ , 可以将空-时相关函数化简为时间相关函数。

## 2.2 多普勒功率谱密度

多普勒功率谱密度是描述信道在频率上色散的统计特性。将时间相关函数中的时间间隔  $\Delta t$  进行傅里叶变换可

以得到多普勒功率谱密度, 其表达式为:

$$S_{pq,p'q'}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{pq,p'q'}(\Delta t) \times e^{-j2\pi f_D \Delta t} d\Delta t \quad (48)$$

其中,  $f_D$  为多普勒频率。

## 2.3 电平交叉率

电平交叉率的值表示每秒钟接收信号电平在正/负方向上通过指定电平的次数, 反应信号衰落的频率。电平交叉率的表达式为:

$$\begin{aligned} L(r) &= \frac{2r}{\pi^{3/2}} \sqrt{\frac{b_2 b_0 - b_1^2}{b_0^2}} \times e^{-K-(K+1)r^2} \int_0^{\pi/2} \cosh(2 \\ \sqrt{K(K+1)} \cdot r \cos \zeta) \times [e^{-(\chi \sin \zeta)^2} + \sqrt{\pi} \chi \sin \zeta \cdot \\ \operatorname{erf}(\chi \sin \zeta)] d\zeta \end{aligned} \quad (49)$$

其中,  $\cosh(\cdot)$  表示双曲余弦函数,  $\operatorname{erf}(\cdot)$  表示误差函数,  $\chi = \sqrt{Kb_1^2/(b_0 b_2 - b_1^2)}$ 。参数  $b_m (m = 0, 1, 2)$  是构成电平交叉率的重要参数。对于  $m = 0$ ,  $b_0^{\text{SB}_1} = \eta_{\text{SB}_1}/(2(K+1))$ ,  $b_0^{\text{SB}_2} = \eta_{\text{SB}_2}/(2(K+1))$ ,  $b_0^{\text{DB}_1} = \eta_{\text{DB}_1}/(2(K+1))$ ,  $b_0^{\text{DB}_2} = \eta_{\text{DB}_2}/(2(K+1))$ , 因此  $b_0$  的表达式为:

$$b_0 = b_0^{\text{SB}_1} + b_0^{\text{SB}_2} + b_0^{\text{DB}_1} + b_0^{\text{DB}_2} = \frac{1}{2(K+1)} \quad (50)$$

对于  $m = \{1, 2\}$ ,  $b_m = b_m^{\text{SB}_1} + b_m^{\text{SB}_2} + b_m^{\text{DB}_1} + b_m^{\text{DB}_2}$ , 其中  $b_m^{\text{SB}_1}, b_m^{\text{SB}_2}, b_m^{\text{DB}_1}, b_m^{\text{DB}_2}$  的表达式分别为:

$$\begin{aligned} b_m^{\text{SB}_1} &= \frac{\eta_{\text{SB}_1}}{2(K+1)} (2\pi)^m \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \{ \frac{v_T}{\lambda} [\sin \beta_T^{(n_1)} \sin \theta_T + \\ \cos(\alpha_T^{(n_1)} - \gamma_T) \cos \beta_T^{(n_1)} \cos \theta_T]^m f(\alpha_T^{(n_1)}, \beta_T^{(n_1)}) d(\alpha_T^{(n_1)}, \beta_T^{(n_1)}) \} \end{aligned} \quad (51)$$

$$\begin{aligned} b_m^{\text{SB}_2} &= \frac{\eta_{\text{SB}_2}}{2(K+1)} (2\pi)^m \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \{ \frac{v_T}{\lambda} [\sin \beta_T^{(n_2)} \sin \theta_T + \\ \cos(\alpha_T^{(n_2)} - \gamma_T) \cos \beta_T^{(n_2)} \cos \theta_T]^m f(\alpha_T^{(n_2)}, \beta_T^{(n_2)}) d(\alpha_T^{(n_2)}, \beta_T^{(n_2)}) \} \end{aligned} \quad (52)$$

$$\begin{aligned} b_m^{\text{DB}_1} &= \frac{\eta_{\text{DB}_1}}{2(K+1)} (2\pi)^m [\int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(\alpha_R^{(n_2)}, \beta_R^{(n_2)}) d(\alpha_R^{(n_2)}, \\ \beta_R^{(n_2)})] \times [\int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \{ \frac{v_T}{\lambda} [\sin \beta_T^{(n_1)} \sin \theta_T + \\ \cos(\alpha_T^{(n_1)} - \gamma_T) \cos \beta_T^{(n_1)} \cos \theta_T]^m f(\alpha_T^{(n_1)}, \beta_T^{(n_1)}) d(\alpha_T^{(n_1)}, \beta_T^{(n_1)}) \}] \end{aligned} \quad (53)$$

$$\begin{aligned} b_m^{\text{DB}_2} &= \frac{\eta_{\text{DB}_2}}{2(K+1)} (2\pi)^m [\int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(\alpha_R^{(n_1)}, \beta_R^{(n_1)}) d(\alpha_R^{(n_1)}, \\ \beta_R^{(n_1)})] \times [\int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \{ \frac{v_T}{\lambda} [\sin \beta_T^{(n_2)} \sin \theta_T + \\ \cos(\alpha_T^{(n_2)} - \gamma_T) \cos \beta_T^{(n_2)} \cos \theta_T]^m f(\alpha_T^{(n_2)}, \beta_T^{(n_2)}) d(\alpha_T^{(n_2)}, \beta_T^{(n_2)}) \}] \end{aligned} \quad (54)$$

## 2.4 平均衰落时间

平均衰落时间与电平交叉率相关, 表示信号电平低于指定电平值的平均持续时间。平均衰落时间的表达式为:

$$T(r) = \frac{1 - Q(\sqrt{2K}, \sqrt{2(K+1)r^2})}{L(r)} \quad (55)$$

其中,  $Q(\cdot)$  表示标准化的马卡 Q 函数。

电平交叉率和平均衰落时间提供了信道变化的快慢信息,是反应信号衰落的两个重要的二阶统计特性<sup>[25]</sup>。信号衰落对信号的传输质量和可靠性具有重大影响,通过分析电平交叉率和平均衰落时间可以很好地研究信号衰落。

### 3 仿真模型及统计特性

采用理论模型便于分析信道的统计特性,可以为通信系统的设计和优化提供理论支持。然而,理论模型考虑有效散射体的数目趋于无穷,在实际的通信系统中很难实现。基于提出的理论模型,通过限制散射体的数目可以得到与理论模型对应的仿真模型<sup>[26]</sup>。仿真模型中天线  $T_T^{(p)}$  和  $T_R^{(q)}$  之间各部分的信道冲激响应函数可以表示为:

$$\tilde{h}_{pq}^{\text{LoS}}(t, \tau) = \sqrt{\frac{K\Omega}{K+1}} e^{-j2\pi f_c D_{pq}(t)/c} \times e^{j2\pi f_{\max} t [\cos(\tilde{\alpha}_T^{\text{LoS}} - \gamma_T) \cos \tilde{\beta}_T^{\text{LoS}} \cos \theta_T + \sin \tilde{\beta}_T^{\text{LoS}} \sin \theta_T]} \times \delta(\tau - \tau^{\text{LoS}}(t)) \quad (56)$$

$$\tilde{h}_{pq}^{\text{SB}_1}(t, \tau) = \sqrt{\frac{\Omega \eta_{\text{SB}_1}}{K+1}} \lim_{N_1 \rightarrow \infty} \sum_{n_1=1}^{N_1} \frac{1}{\sqrt{N_1}} e^{j\psi_1} \times e^{j2\pi f_{\max} t [\cos(\tilde{\alpha}_T^{(n_1)} - \gamma_T) \cos \tilde{\beta}_T^{(n_1)} \cos \theta_T + \sin \tilde{\beta}_T^{(n_1)} \sin \theta_T]} \times e^{-j2\pi f_c D_{pq, n_1}(t)/c} \times \delta(\tau - \tau^{\text{SB}_1}(t)) \quad (57)$$

$$\tilde{h}_{pq}^{\text{SB}_2}(t, \tau) = \sqrt{\frac{\Omega \eta_{\text{SB}_2}}{K+1}} \lim_{N_2 \rightarrow \infty} \sum_{n_2=1}^{N_2} \frac{1}{\sqrt{N_2}} e^{j\psi_2} \times e^{j2\pi f_{\max} t [\cos(\tilde{\alpha}_T^{(n_2)} - \gamma_T) \cos \tilde{\beta}_T^{(n_2)} \cos \theta_T + \sin \tilde{\beta}_T^{(n_2)} \sin \theta_T]} \times e^{-j2\pi f_c D_{pq, n_2}(t)/c} \times \delta(\tau - \tau^{\text{SB}_2}(t)) \quad (58)$$

$$\tilde{h}_{pq}^{\text{DB}_1}(t, \tau) = \sqrt{\frac{\Omega \eta_{\text{DB}_1}}{K+1}} \lim_{N_1, N_2 \rightarrow \infty} \sum_{n_1=1}^{N_1} \sum_{n_2=1}^{N_2} \frac{1}{\sqrt{N_1 N_2}} e^{j\psi_{1,2}} \times e^{j2\pi f_{\max} t [\cos(\tilde{\alpha}_T^{(n_1)} - \gamma_T) \cos \tilde{\beta}_T^{(n_1)} \cos \theta_T + \sin \tilde{\beta}_T^{(n_1)} \sin \theta_T]} \times e^{-j2\pi f_c D_{pq, n_1 n_2}(t)/c} \times \delta(\tau - \tau^{\text{DB}_1}(t)) \quad (59)$$

$$\tilde{h}_{pq}^{\text{DB}_2}(t, \tau) = \sqrt{\frac{\Omega \eta_{\text{DB}_2}}{K+1}} \lim_{N_1, N_2 \rightarrow \infty} \sum_{n_1=1}^{N_1} \sum_{n_2=1}^{N_2} \frac{1}{\sqrt{N_1 N_2}} e^{j\psi_{2,1}} \times e^{j2\pi f_{\max} t [\cos(\tilde{\alpha}_T^{(n_2)} - \gamma_T) \cos \tilde{\beta}_T^{(n_2)} \cos \theta_T + \sin \tilde{\beta}_T^{(n_2)} \sin \theta_T]} \times e^{-j2\pi f_c D_{pq, n_1 n_2}(t)/c} \times \delta(\tau - \tau^{\text{DB}_2}(t)) \quad (60)$$

从仿真模型的信道冲激响应函数的表达式可以看出:仿真模型的计算主要依赖于离散的方位角和倾角,其余的参数与理论模型相同。本文采用等面积修正法(modified method of equal areas, MMEA)求解离散变量,以  $\tilde{\alpha}_T^{(n_1)}$  为例,可以进行如下推导<sup>[27]</sup>。

$$\frac{n_1 - 1/4}{N_1} = \int_{-\pi+\alpha_0}^{\alpha_T^{(n_1)}} f(\tilde{\alpha}_T^{(n_1)}) d\tilde{\alpha}_T^{(n_1)}, n_1 = 1, 2, \dots, N_1 \quad (61)$$

其中,  $f(\tilde{\alpha}_T^{(n_1)})$  为冯  $N_1$  米塞斯分布的边缘概率密度函数,  $N_1$  代表有效散射体数目。通过式(61)可以解出每个

离散参数值的集合。同理,可以计算其它离散参数值的集合,用来代替连续角度参数,最终可以得到与所提模型对应的仿真模型的信道冲激响应函数,进而得到仿真模型的信道统计特性。值得注意的是,在有效散射体的数目  $N_1, N_2 \rightarrow \infty$  时,仿真模型信道统计特性的表达式与理论模型信道特性的表达式相同。

根据3.1中对于空-时相关函数的推导,采用离散角度代替连续角度参数,可以得到仿真模型的空-时相关函数。

$$\begin{aligned} \tilde{R}_{pq, p'q'}(\delta_T, \delta_R, t, \Delta t) &= \tilde{R}_{pq, p'q'}^{\text{LoS}}(\delta_T, \delta_R, t, \Delta t) + \\ &\tilde{R}_{pq, p'q'}^{\text{SB}_1}(\delta_T, \delta_R, t, \Delta t) + \tilde{R}_{pq, p'q'}^{\text{SB}_2}(\delta_T, \delta_R, t, \Delta t) + \tilde{R}_{pq, p'q'}^{\text{DB}_1}(\delta_T, \delta_R, t, \Delta t) + \\ &\tilde{R}_{pq, p'q'}^{\text{DB}_2}(\delta_T, \delta_R, t, \Delta t) \end{aligned} \quad (62)$$

其中,LoS分量和NLoS分量的仿真模型的空-时相关函数如下:

$$\begin{aligned} \tilde{R}_{pq, p'q'}^{\text{LoS}}(\delta_T, \delta_R, t, \Delta t) &= \frac{K}{K+1} e^{j2\pi \frac{D_{p'q'}(t+\Delta t) - D_{pq}(t)}{\lambda}} \times \\ &e^{-j2\pi v_T \Delta t (\cos(\tilde{\alpha}_T^{\text{LoS}} - \gamma_T) \cos \tilde{\beta}_T^{\text{LoS}} \cos \theta_T)} \times e^{-j2\pi v_T \Delta t (\sin \tilde{\beta}_T^{\text{LoS}} \sin \theta_T)} \end{aligned} \quad (63)$$

$$\begin{aligned} \tilde{R}_{pq, p'q'}^{\text{SB}_1}(\delta_T, \delta_R, t, \Delta t) &= \frac{\eta_{\text{SB}_1}}{(K+1)N_1} \sum_{n_1=1}^{N_1} e^{j2\pi \frac{D_{p'q'}(t+\Delta t) - D_{pq, n_1}(t)}{\lambda}} \times \\ &e^{-j2\pi v_T \Delta t (\cos(\tilde{\alpha}_T^{(n_1)} - \gamma_T) \cos \tilde{\beta}_T^{(n_1)} \cos \theta_T)} \times \\ &e^{-j2\pi v_T \Delta t (\sin \tilde{\beta}_T^{(n_1)} \sin \theta_T)} \end{aligned} \quad (64)$$

$$\begin{aligned} \tilde{R}_{pq, p'q'}^{\text{SB}_2}(\delta_T, \delta_R, t, \Delta t) &= \frac{\eta_{\text{SB}_2}}{(K+1)N_2} \sum_{n_2=1}^{N_2} e^{j2\pi \frac{D_{p'q'}(t+\Delta t) - D_{pq, n_2}(t)}{\lambda}} \times \\ &e^{-j2\pi v_T \Delta t (\cos(\tilde{\alpha}_T^{(n_2)} - \gamma_T) \cos \tilde{\beta}_T^{(n_2)} \cos \theta_T)} \times \\ &e^{-j2\pi v_T \Delta t (\sin \tilde{\beta}_T^{(n_2)} \sin \theta_T)} \end{aligned} \quad (65)$$

$$\begin{aligned} \tilde{R}_{pq, p'q'}^{\text{DB}_1}(\delta_T, \delta_R, t, \Delta t) &= \\ &\frac{\eta_{\text{DB}_1}}{(K+1)N_1 N_2} \sum_{n_1=1}^{N_1} \sum_{n_2=1}^{N_2} e^{j2\pi \frac{(D_{pq, n_1 n_2}(t))}{\lambda}} \times e^{j2\pi \frac{D_{p'q', n_1 n_2}(t+\Delta t)}{\lambda}} \times \\ &e^{-j2\pi v_T \Delta t (\cos(\tilde{\alpha}_T^{(n_1)} - \gamma_T) \cos \tilde{\beta}_T^{(n_1)} \cos \theta_T)} \times e^{-j2\pi v_T \Delta t (\sin \tilde{\beta}_T^{(n_1)} \sin \theta_T)} \end{aligned} \quad (66)$$

$$\begin{aligned} \tilde{R}_{pq, p'q'}^{\text{DB}_2}(\delta_T, \delta_R, t, \Delta t) &= \\ &\frac{\eta_{\text{DB}_2}}{(K+1)N_1 N_2} \sum_{n_1=1}^{N_1} \sum_{n_2=1}^{N_2} e^{-j2\pi \frac{-D_{pq, n_1 n_2}(t)}{\lambda}} \times e^{j2\pi \frac{D_{p'q', n_1 n_2}(t+\Delta t)}{\lambda}} \times \\ &e^{-j2\pi v_T \Delta t (\cos(\tilde{\alpha}_T^{(n_2)} - \gamma_T) \cos \tilde{\beta}_T^{(n_2)} \cos \theta_T)} \times e^{-j2\pi v_T \Delta t (\sin \tilde{\beta}_T^{(n_2)} \sin \theta_T)} \end{aligned} \quad (67)$$

与理论模型的多普勒功率谱密度推导方法相同,将仿真模型的时间相关函数进行傅里叶变换得到仿真模型的多普勒功率谱密度:

$$S_{pq, p'q'}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{R}_{pq, p'q'}(\Delta t) \times e^{-j2\pi f_D \Delta t} d\Delta t \quad (68)$$

根据3.3中的推导,可以得到仿真模型的电平交叉率的表达式:

$$\tilde{L}(r) = \frac{2r \sqrt{K+1}}{\pi^{3/2}} \sqrt{\frac{\tilde{b}_2 \tilde{b}_0 - \tilde{b}_1^2}{\tilde{b}_0^2}} \times e^{-K-(K+1)r^2} \times$$

$$\int_0^{\pi/2} \cosh(2\sqrt{K(K+1)} \cdot r \cos \zeta) \times [e^{-(\tilde{\chi} \sin \zeta)^2} + \sqrt{\pi} \tilde{\chi} \sin \zeta \cdot \operatorname{erf}(\tilde{\chi} \sin \zeta)] d\zeta \quad (69)$$

其中,  $\tilde{\chi} = \sqrt{K \tilde{b}_1^2 / (\tilde{b}_0 \tilde{b}_2 - \tilde{b}_1^2)}$ , 参数  $\tilde{b}_0$  的表达式为:

$$\tilde{b}_0 = \tilde{b}_0^{\text{SB}_1} + \tilde{b}_0^{\text{SB}_2} + \tilde{b}_0^{\text{DB}_1} + \tilde{b}_0^{\text{DB}_2} = \frac{1}{2(K+1)} \quad (70)$$

对于  $m = \{1, 2\}$ ,  $\tilde{b}_m = \tilde{b}_m^{\text{SB}_1} + \tilde{b}_m^{\text{SB}_2} + \tilde{b}_m^{\text{DB}_1} + \tilde{b}_m^{\text{DB}_2}$ , 参数  $\tilde{b}_m^{\text{SB}_1}, \tilde{b}_m^{\text{SB}_2}, \tilde{b}_m^{\text{DB}_1}, \tilde{b}_m^{\text{DB}_2}$  的表达式分别为:

$$\begin{aligned} \tilde{b}_m^{\text{SB}_1} &= \frac{\eta_{\text{SB}_1}}{2(K+1)N_1} (2\pi)^m \sum_{n_1=1}^{N_1} \left\{ \frac{v_T}{\lambda} [\sin \tilde{\beta}_T^{(n_1)}(t) \sin \zeta_T + \right. \\ &\left. \cos(\alpha_T^{(n_1)}(t) - \gamma_T) \cos \tilde{\beta}_T^{(n_1)}(t) \cos \zeta_T] \right\}^m \end{aligned} \quad (71)$$

$$\begin{aligned} \tilde{b}_m^{\text{SB}_2} &= \frac{\eta_{\text{SB}_2}}{2(K+1)N_2} (2\pi)^m \sum_{n_2=1}^{N_2} \left\{ \frac{v_T}{\lambda} [\sin \tilde{\beta}_T^{(n_2)}(t) \sin \zeta_T + \right. \\ &\left. \cos(\alpha_T^{(n_2)}(t) - \gamma_T) \cos \tilde{\beta}_T^{(n_2)}(t) \cos \zeta_T] \right\}^m \end{aligned} \quad (72)$$

$$\begin{aligned} \tilde{b}_m^{\text{DB}_1} &= \frac{\eta_{\text{DB}_1}}{2(K+1)N_1 N_2} (2\pi)^m \sum_{n_1=1}^{N_1} \sum_{n_2=1}^{N_2} \left\{ \frac{v_T}{\lambda} [\sin \tilde{\beta}_T^{(n_1)}(t) \sin \zeta_T + \right. \\ &\left. \cos(\alpha_T^{(n_1)}(t) - \gamma_T) \cos \tilde{\beta}_T^{(n_1)}(t) \cos \zeta_T] \right\}^m \end{aligned} \quad (73)$$

$$\begin{aligned} \tilde{b}_m^{\text{DB}_2} &= \frac{\eta_{\text{DB}_2}}{2(K+1)N_1 N_2} (2\pi)^m \sum_{n_1=1}^{N_1} \sum_{n_2=1}^{N_2} \left\{ \frac{v_T}{\lambda} [\sin \tilde{\beta}_T^{(n_2)}(t) \sin \zeta_T + \right. \\ &\left. \cos(\alpha_T^{(n_2)}(t) - \gamma_T) \cos \tilde{\beta}_T^{(n_2)}(t) \cos \zeta_T] \right\}^m \end{aligned} \quad (74)$$

根据仿真模型的电平交叉率可以得到仿真模型的平均衰落时间:

$$\tilde{T}(r) = \frac{1 - \tilde{Q}(\sqrt{2K}, \sqrt{2(K+1)r^2})}{\tilde{L}(r)} \quad (75)$$

#### 4 仿真结果分析

基于推导的信道统计特性, 进行数值仿真, 研究无人机飞行方向, 飞行速度大小, 散射体分布对信道统计特性的影响。模型中的参数设置如下:  $v_T = 10 \text{ m/s}$ ,  $f_c = 5.9 \text{ GHz}$ ,  $R_1 = 15 \text{ m}$ ,  $R_2 = 25 \text{ m}$ ,  $R_3 = 25 \text{ m}$ ,  $H_1 = 50 \text{ m}$ ,  $H_2 = 40 \text{ m}$ ,  $\gamma_T = \pi/6$ ,  $\theta_T = \pi/4$ ,  $\varphi_T = \pi/3$ ,  $\varphi_R = \pi/6$ ,  $\phi_T = \pi/4$ ,  $\phi_R = \pi/4$ ,  $L_T = L_R = 2$ ,  $p = q = 1$ ,  $p' = q' = 2$ ,  $k_1 = k_2 = 1$ ,  $\eta_{\text{SB}_1} + \eta_{\text{SB}_2} = 0.4$ ,  $\eta_{\text{DB}_1} = \eta_{\text{DB}_2} = 0.1$  地面基站的位置坐标为  $(0, 0, 30 \text{ m})$ , 无人机的初始坐标为  $(1000 \text{ m}, 0 \text{ m}, 67 \text{ m})$ 。

信道的空间相关函数与发射天线和接收天线间距的关系如图 5 所示。从图 5 中可以看出, 随着接收天线间距的增大, 信道的空间相关函数逐渐减小, 随着发射天线间距的增大, 信道的空间相关函数出现波动的同时也呈现出减小的趋势, 并且发射天线间距的变化对空间相关函数的影响大于接收天线间距变化对空间相关函数的影响。出现这种现象的原因是接收端天线阵列固定在同一位置, 而发射端天线阵列随着无人机运动使信道具有非平稳特性, 对信道的空间相关函数影响较为明显并且随着发射天线间距的变化空间相关特性出现明显的波动。通过调整发射天线阵列与接收端天线阵列的间距可以有效地降低信道的空间相关

特性, 提高信号传输的稳定性, 达到去相关的目的。

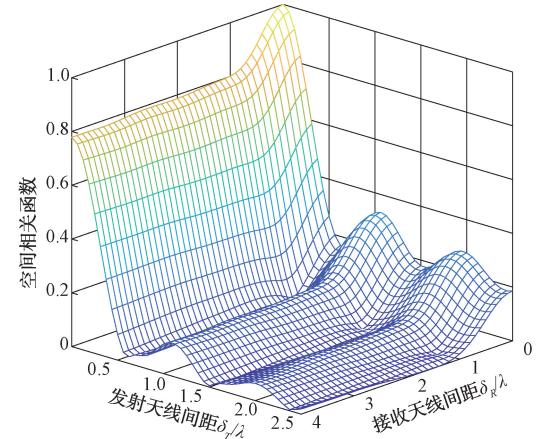


图 5 空间相关函数与天线间距的关系

当  $\delta_R = 2\lambda$  时, 散射体分布对信道的空间相关函数的影响如图 6 所示。空间相关函数表示两个天线单元接收同一信号的相关程度, 天线间距是影响空间相关函数的主要因素。从图中可以看出, 当  $k$  值足够大时, 随着发射天线阵列间距的增大, 空间相关函数的值减小, 当天线阵列间距一定时,  $k$  的值越大散射体密度越大, 空间相关函数的值越大。

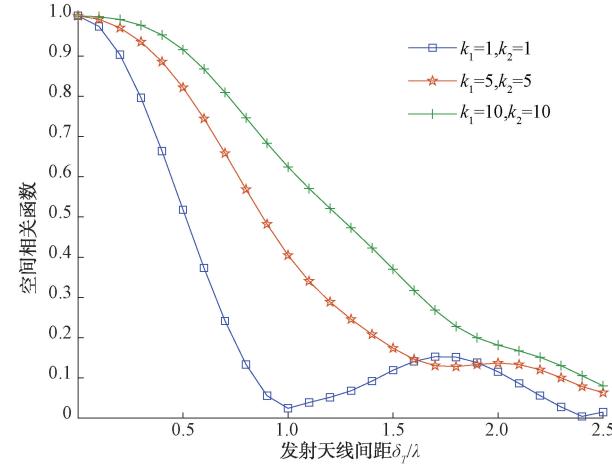


图 6 空间相关函数与散射体分布情况的关系

时间相关函数随时间和时间间隔变化的三维图形如图 7 所示。从图可以观察到信道的时间相关特性既受到时间的影响又受到时间间隔的影响, 随着时间和时间间隔的增大, 时间相关函数的值减小, 证明了由于无人机的运动使信道在时域上具有非平稳性。

为了研究无人机运动速度的大小对时间相关函数的影响, 在无人机飞行速度分别为 3、5、10 m/s 时仿真分析时间相关函数随时间间隔的变化情况, 仿真结果如图 8 所示。从图中可以看出在时间间隔相同的情况下, 无人机运动速度越大时间相关函数的值越小, 出现这种现象的原因是随着无人机运动速度的增大, 信道的非平稳性越高, 使得信道

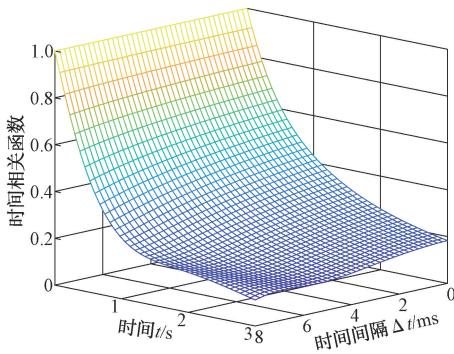


图 7 时间相关函数与时间和时间间隔的关系

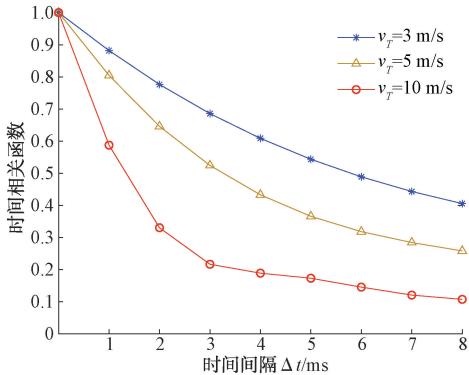


图 8 时间相关函数与无人机飞行速度大小的关系

的时间相关性去相关越快。

无人机沿着不同方向飞行的时间相关函数随时间间隔的变化情况如图 9 所示。可以观察到无人机的飞行方向不同,时间相关函数的值存在明显的差异。初始阶段时间相关函数衰减的很快,在时间间隔  $\Delta t = 2 \text{ ms}$  之前,沿着 3 个方向飞行的时间相关函数曲线难以区分,这是因为在短时间内无人机快速飞行造成信道快速衰减,无人机飞行速度对信道传播的影响较强。 $\Delta t > 2 \text{ ms}$  时信道衰减减慢,无人机飞行方向不同信道的时间相关性存在明显差异,与其它方向相比无人机沿着  $\gamma_r = \pi/6, \theta_r = \pi/4$  方向飞行时信道的时间相关函数的值最大,说明沿着该方向飞行使散射体分布更加集中,无人机的飞行方向也会对信道模型的时间相关特性产生影响。

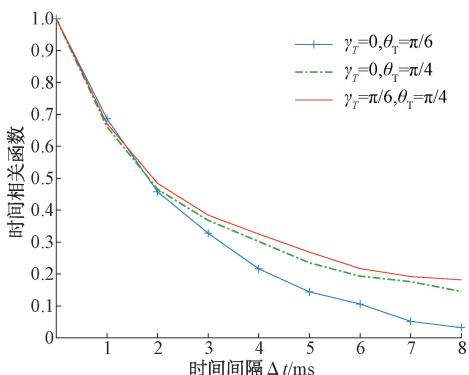


图 9 时间相关函数与无人机运动方向的关系

时间相关函数的理论值和仿真值随时间间隔的变化情况如图 10 所示。从图 10 可知,短时间内信道的时间相关性快速衰减,随着时间的增加衰减减慢。结果表明理论值和仿真值吻合良好,验证了所提出模型的有效性和信道特性推导的正确性。

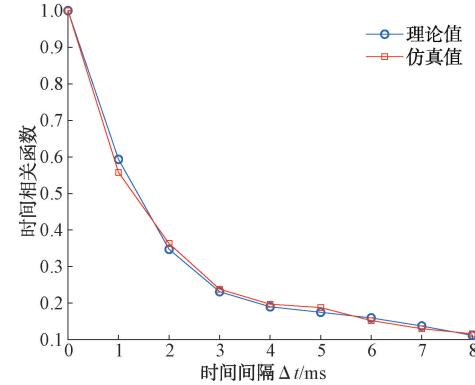


图 10 时间自相关特性的理论值和仿真值

多普勒功率谱密度与莱斯因子的关系如图 11 所示。从图中可以看出莱斯因子的值越小,多普勒功率谱密度曲线越平坦,莱斯因子的值越大,多普勒功率谱密度曲线越陡峭。这是因为莱斯因子的值越大,接收信号中 LoS 分量所占的比重越大,相应的多普勒功率谱密度更加集中。

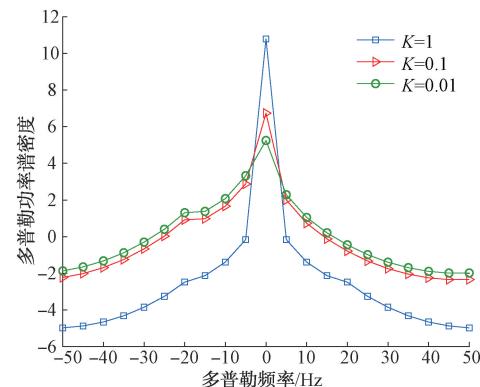


图 11 多普勒功率谱密度与莱斯因子的关系

不同无人机飞行速度大小下的电平交叉率的理论值和仿真值如图 12 所示。从图中可以看出,无人机飞行速度的大小不同,电平交叉率的曲线存在明显的差异,速度越大,电平交叉率的值越大,每秒钟接收信号的电平通过指定电平的次数越多,信号衰减的频率越快。出现这种现象的原因是随着无人机的飞行速度增大,信道的非平稳性逐渐增强,接收信号电平值变化的频率越快。不同速度的电平交叉率的理论值和仿真值吻合良好,证明了模型的有效性。

不同无人机飞行速度大小下平均衰落时间的理论值和仿真值如图 13 所示。根据电平交叉率和平均衰落时间的关系可以看出,接收信号平均衰落时间的大小与电平交叉率的大小成反比,从图中可以看出,随着无人机飞行速度的

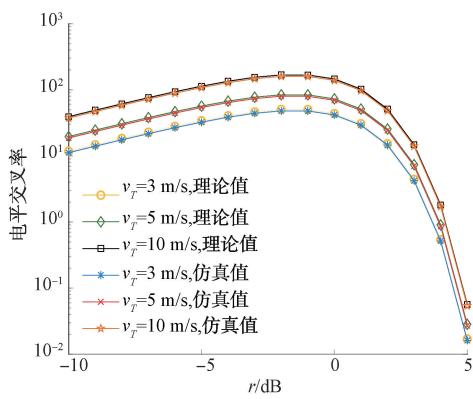


图 12 电平交叉率的理论值和仿真值与无人机速度的关系

增大，信号衰减的频率加快，信号低于指定电平的平均衰落时间越小。修改为“不同无人机飞行速度下信道的平均衰落时间的理论值和仿真值吻合良好，进一步证明了信道模型的有效性和信道特性推导的正确性。

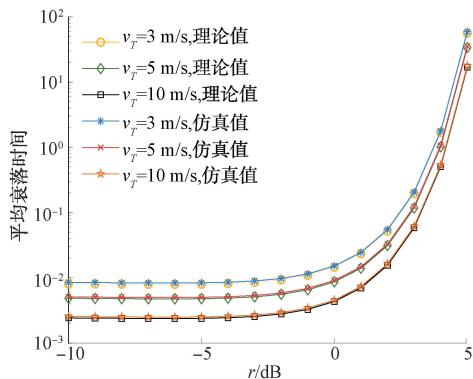


图 13 平均衰落时间的理论值和仿真值与无人机速度的关系

散射体分布情况对电平交叉率的影响如图 14 所示。从图中可以看出，相同情况下的  $k$  值越大，信号的电平交叉率的值越小。出现这种现象的原因是随着  $k$  值的增大，散射体分布的更加集中，降低了信道的衰减，减小了信号电平每秒钟通过指定信号电平的次数。

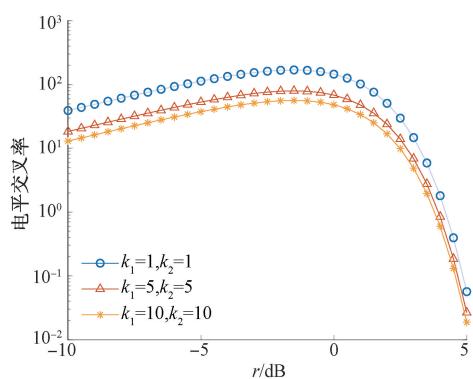


图 14 电平交叉率的与散射体分布情况的关系

散射体分布情况对平均衰落时间的影响如图 15 所示。信号的电平交叉率的值越小，信号电平低于指定电平的时

间越长，信号的平均衰落时间的值越大。因此，随着  $k$  值的增大，信号的平均衰落时间的值越大，信道的平稳性越高。

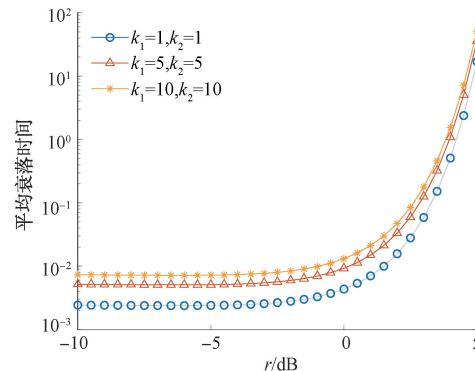


图 15 平均衰落时间的与散射体分布情况的关系

通过与不同文献中信道模型的电平交叉率进行对比，证明了本文模型在输电线路场景中的优势，仿真结果如图 16 所示。从图中可以看出，3 种模型的电平交叉率曲线的变化趋势相同。文献[28]的模型仅考虑接收端散射体分布情况，文献[29]和本文的模型均考虑了发送端和接收端散射体分布的情况。对比可知，本文模型的电平交叉率的值最低，说明接收电平的变化频率越小，具有更高的平稳性。

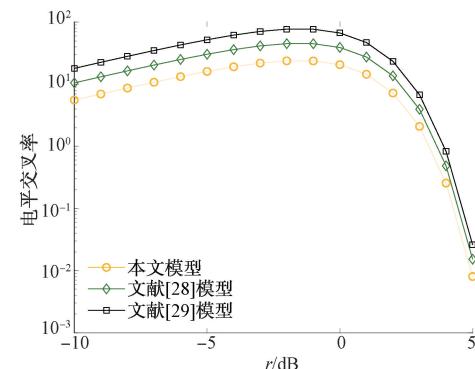


图 16 不同模型的电平交叉率随信号电平的变化

本文还通过与不同文献中信道模型的平均衰落时间的对比结果验证了模型的稳定性，仿真结果如图 17 所示。从

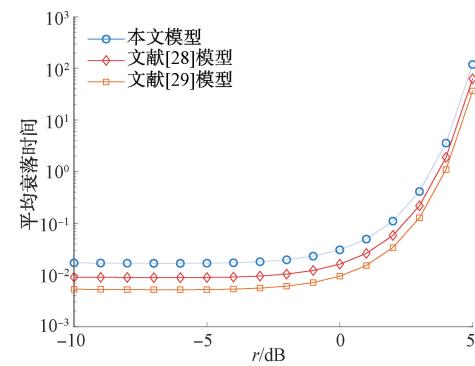


图 17 不同模型的平均衰落时间随信号电平的变化

图中可以看出,3种模型的平均衰落时间曲线的变化趋势基本一致,本文模型的平均衰落时间的曲线值最大,说明本文提出的模型在输电线路环境中低于每一个接收电平持续的时间长,信号电平变化的时间短,进一步证明了信道具有更高的平稳性。

## 5 结 论

本文针对传输线路场景下巡检无人机与地面基站间的无线通信系统提出了一种基于随机几何的三维信道模型。该模型考虑了输电线路自身设备和周围环境中散射体分布对无线信号传输的影响,可以有效地模拟输电环境中巡检无人机与地面基站之间的无线通信系统。基于提出的信道模型推导了空-时相关函数,多普勒功率谱密度,电平交叉率以及平均衰落时间等信道统计特性。仿真结果表明,无人机的相关参数(飞行速度大小和飞行方向),散射体分布,天线间距等因素对信道特性有着显著影响。根据这些结果,调整无人机的飞行状态,合理选择天线间距,可以提高信道的稳定性,为输电环境中巡检无人机与地面基站之间的通信系统评估和设计提供理论参考。理论结果和仿真结果的良好吻合证明了信道模型的有效性。由于输电线路环境中巡检无人机与地面基站之间信道变化的复杂性,提出的理论信道模型的某些参数还需要相关的信道测量值和应用数据进行进一步验证和优化,这将是我们未来的研究工作。

## 参考文献

- [1] XU C, LI Q, ZHOU Q, et al. Power line-guided automatic electric transmission line inspection system[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2022, 71: 1-18.
- [2] SHAO S, LI Y, GUO S, et al. Delay and energy consumption oriented uav inspection business collaboration computing mechanism in edge computing based electric power IoT [J]. Chinese Journal of Electronics, 2023, 32(1): 13-25.
- [3] LI Z, WANG Q, ZHANG T, et al. UAV high-voltage power transmission line autonomous correction inspection system based on object detection[J]. IEEE Sensors Journal, 2023, 23(9): 10215-10230.
- [4] 彭向阳,王柯,肖祥,等.大型无人直升机电力线路智能巡检宽带卫星通信系统[J].高电压技术,2019,45(2): 368-376.
- [5] 缪希仁,刘志颖,鄢齐晨.无人机输电线路智能巡检技术综述[J].福州大学学报(自然科学版),2020,48(2): 198-209.
- [6] 刘宇,胡上茂,刘刚,等.基于LoRa和GPRS的山区输电线路监测信号无线传输方案[J].高压电器,2023,59(2): 177-183,189.
- [7] CHEN D Q, GUO X H, HUANG P, et al. Safety distance analysis of 500kv transmission line tower uav patrol inspection[J]. IEEE Letters on Electromagnetic Compatibility Practice and Applications, 2020, 2(4): 124-128.
- [8] 刘军黎,刘晓锋,邱洁,等.YOLOX-IM:一种无人机航拍视频的轻量化交通参数提取模型[J].国外电子测量技术,2023,42(1): 159-169.
- [9] 刘兰兰,万旭东,汪志刚,等.基于超分辨率重建与多尺度特征融合的输电线路缺陷检测方法[J].电子测量与仪器学报,2023,37(1): 130-139.
- [10] TAN X G, ZHANG G M. Research on surface defect detection technology of wind turbine blade based on UAV image[J]. Instrumentation, 2022, 9(1): 41-48.
- [11] 黄炎.电网状态监测设备无线通信信道分析及建模[D].合肥:合肥工业大学,2018.
- [12] OKUDA T, OKADA H, TANAKA H, et al. Propagation characteristics of 920 MHz band LPWA for inspections of power transmission lines using UAVs [C]. 2022 IEEE 19th Annual Consumer Communications & Networking Conference (CCNC). Las Vegas, NV, USA: IEEE, 2022: 721-722.
- [13] 秦剑华,杨穆天,路永玲,等.面向电力物联网三维空间几何信道建模的研究[J].电子与信息学报,2022,44(9): 3051-3057.
- [14] GE C, ZHANG R, ZHAI D, et al. UAV-correlated MIMO channels: 3-D geometrical-based polarized model and capacity analysis [J]. IEEE Internet of Things Journal, 2022, 10(2): 1446-1460.
- [15] ZHU Q, WANG Y, JIANG K, et al. 3D non-stationary geometry-based multi-input multi-output channel model for UAV-ground communication systems [J]. IET Microwaves, Antennas & Propagation, 2019, 13(8): 1104-1112.
- [16] BAI L, HUANG Z, CHENG X. A non-stationary model with time-space consistency for 6G massive MIMO mmWave UAV channels [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2022, 22(3): 2048-2064.
- [17] BAI L, HUANG Z, ZHANG X, et al. A non-stationary 3D model for 6G massive MIMO mmWave UAV channels [J]. IEEE Transactionson Wireless Communications, 2022, 21(6): 4325-4339.
- [18] ZHANG X, CHENG X. Three-dimensional non-stationary geometry-based stochastic model for UAV-MIMO Ricean fading channels [J]. IET Communications, 2019, 13(16): 2617-2627.
- [19] JIA R, LI Y, CHENG X, et al. 3D geometry-based

- UAV-MIMO channel modeling and simulation [J]. China Communications, 2018, 15(12): 64-74.
- [20] ZHU Q, JIANG K, CHEN X, et al. A novel 3D non-stationary UAV-MIMO channel model and its statistical properties [J]. China Communications, 2018, 15(12): 147-158.
- [21] LIAN Z, SU Y, WANG Y, et al. A nonstationary 3-D wideband channel model for low-altitude UAV-MIMO communication systems[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2021, 9(7): 5290-5303.
- [22] ZHANG Y, YUAN X, FANG Y, et al. UAV low altitude photogrammetry for power line inspection[J]. ISPRS International Journal of GEO-information, 2017, 6(1): 1-16.
- [23] 杨爽, 刘光敬, 余红朝. 5G 网络中无人机-车辆场景非平稳信道特性分析[J]. 无线电工程, 2022, 52(5): 918-924.
- [24] XU J, CHENG X, BAI L. A 3-D space-time-frequency non-stationary model for low-altitude UAV mmWave and massive MIMO aerial fading channels [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2022, 70(11): 10936-10950.
- [25] STEFANOVIĆ C, PANIC S, BHATIA V, et al. On second-order statistics of the composite channel models for UAV-to-ground communications with UAV selection [J]. IEEE Open Journal of the Communications Society, 2021, 2: 534-544.
- [26] BIAN J, WANG C X, LIU Y, et al. 3D non-stationary wideband UAV-to-ground MIMO channel models based on aeronautic random mobility model [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2021, 70(11): 11154-11168.
- [27] 袁莉芬, 张鹤鸣, 何怡刚, 等. 三维非平稳车载信道建模及其空-时相关特性研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2022, 36(1): 70-80.
- [28] JIN K, CHENG X, GE X H, et al. Three dimensional modeling and space-time correlation for UAV channels[C]. 2017 IEEE 85th Vehicular Technology Conference (VTC Spring). Sydney, NSW, Australia: 2017: 1-5.
- [29] CHENG X, LI Y, WANG C X, et al. A 3-D geometry-based stochastic model for unmanned aerial vehicle MIMO Ricean fading channels [J]. IEEE Internet of Things Journal, 2020, 7(9): 8674-8687.

### 作者简介

韩东升, 博士, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为无线通信新技术, 电力系统通信。

E-mail: handongsheng@ncepu.edu.cn

孙瑞彬, 硕士研究生, 主要研究方向为无线通信新技术。

E-mail: srb20220706@163.com

李然, 博士, 讲师, 硕士生导师, 主要研究方向为无线通信新技术, 无线电能传输技术。

E-mail: ncepulr@sina.com