

三维空时卫星移动信道概率统计模型

杨明川¹, 石 硕¹, 王振永¹, 郭 庆¹, 唐文彦²

(1. 哈尔滨工业大学 通信技术研究所, 150001 哈尔滨, mcyang@hit.edu.cn; 2. 哈尔滨工业大学 精密仪器研究所, 150001 哈尔滨)

摘 要: 针对卫星和带阵列天线的移动体之间视距链路被遮挡时的信道特性, 综合考虑信号到达方向分布的三维非均匀、非全向来波情形, 建立了一个基于几何圆柱散射模型的三维信道概率统计模型. 分别以拉普拉斯分布与 Parsons 模型中改进的截尾余弦分布来描述电波到达方向的方位角和仰角的角谱分布, 得到了接收信号的时间自相关函数和空间互相关函数的表达式. 利用正弦波叠加法建立了理论分析模型的仿真模型, 并用等面积法进行修正后用来确定了仿真模型的参数. 通过 Aulin 模型对建立的理论分析模型及其仿真模型进行了验证.

关键词: 卫星移动信道, 衰落特性, 概率统计模型, 空时联合

中图分类号: TN92

文献标志码: A

文章编号: 0367-6234(2012)01-0060-07

3-Dimension spatial-temporal satellite mobile channel probability statistical model

YANG Ming-chuan¹, SHI Shuo¹, WANG Zhen-yong¹, GUO Qing¹, TANG Wen-yan²

(1. Communication Research Center, Harbin Institute of Technology, 150001 Harbin, China, mcyang@hit.edu.cn;
2. Institute of Precision Instrument, Harbin Institute of Technology, 150001 Harbin, China)

Abstract: Considering the channel characteristics when the line-of-sight (LOS) link between satellite and mobile terminal with array antenna is obstructed, a three dimensional channel statistical model based on the geometrical cylinder model was put forward under the circumstance of heterogeneous direction of arrival (DOA) at mobile terminals, in which the azimuth and elevation angular distribution of DOA was described according to Laplace distribution and modified truncated cosine distribution in Parsons model. Expression equations of correlation functions of received signal were also given in the paper. Simulation model was built up with Sum-of-Sinusoidal (SOS) method, and the related parameters were determined by modified equal area method (MMEA). The models have been verified with Aulin model.

Key words: satellite mobile channel; fading characteristic; probability statistical model; spatial-temporal jointed

卫星移动信道是一个富有多径的散射环境, 其存在的多径效应导致信号在不同维度上产生色散: 功率时延谱用于描述信号在时间域上的色散, 多普勒功率谱用于描述信号在频率域上的色散, 功率角度谱用于描述信号在空间域上的色散^[1]. 阵列天线由于可以有效利用移动信道的多径特性, 从而能满足新一代卫星移动通信系统高传输

速率、高传输性能和高业务容量的要求^[2]. 在多天卫星移动通信系统中, 信道中的散射体不光会影响信号衰落的时域特性, 而且会导致不同天线上接收信号之间的空时相关, 反映出信道衰落的空时域联合特征^[3-4].

在对多天卫星移动通信系统信道的空间散射特性进行研究时, 多数模型均假设到达接收端的信号来波方向为水平全向均匀分布, 且没有给出有效的便于分析的空、时、频联合相关函数的表达式^[5-7]. 实际上, 在卫星移动通信环境中, 存在大量的非均匀、非全向来波情形, 例如市区高楼林立的繁华街道和山涧峡谷地区等. 这些情形将会

收稿日期: 2012-05-10.

基金资助: 国家自然科学基金资助项目(60532030, 61101126);
中国博士后科学基金资助项目(2011M500664).

作者简介: 杨明川(1977—), 男, 博士;
郭 庆(1964—), 男, 教授, 博士生导师.

导致水平非均匀来波方向分布,进而影响不同天线上信号衰落的空时相关性.因此,本文主要针对卫星和带阵列天线的高速移动体之间视距链路被遮挡时的信道特性,综合考虑信号到达方向分布的三维非均匀、非全向来波情形,建立1个基于几何圆柱模型的三维信道概率统计模型.

1 三维空时联合卫星移动信道模型

尽管卫星和高速移动体之间通信链路主要是视距传输,但当移动体处于市区、山涧峡谷以及林区时,通信链路很可能会被遮蔽物部分或完全遮蔽,从而呈现衰落信道.当传输链路有遮蔽时,位于高速移动体上的卫星接入终端(SAT, Satellite Access Terminal)处接收到的信号由许多统计独立的散射分量通过不同的三维空间路径信号叠加而成.本文假定这些散射分量在接收终端处形成1个圆柱体.图1是移动体上卫星接入终端处的三维散射几何示意图,空间波达角(SAOA, Spatial Angle of Arrival) ψ 是入射波与移动体行进方向之间的夹角,它由波达方位角(AAOA, Azimuth Angle of Arrival) α 和波达仰角(EAOA, Elevation Angle of Arrival) β 两部分组成.在 ψ, α, β 之间有如下三角代数关系:

$$\cos \psi = \cos \alpha \cdot \cos \beta. \quad (1)$$

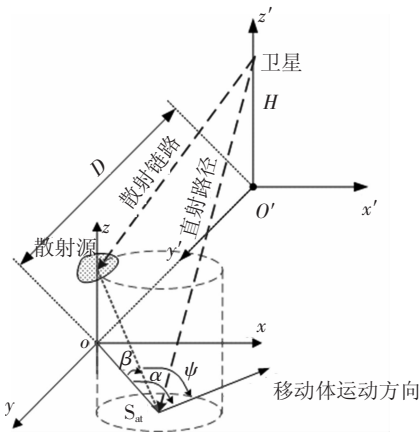


图1 SAT 三维散射几何示意

用来描述移动信道中波达信号 AAOA 的分布函数有均匀分布、高斯分布、cosine 分布、拉普拉斯分布、von Mises 分布^[8]等,本文采用拉普拉斯分布来描述接收端水平散射角度的非均匀分布,因为该分布是与城区和农村地区的信道特性测量结果吻合得最好的一种分布,表达式如下:

$$f(\alpha) = \frac{Q}{\sqrt{2\sigma^2}} \exp\left(-\frac{\sqrt{2}|\alpha - \alpha_0|}{\sigma}\right). \quad (2)$$

其中: $-\pi \leq \alpha \leq \pi$; $\alpha_0 \in [-\pi, \pi]$, 为波达中心方向角; σ 为角度扩展; Q 是归一化系数,

$$Q = \frac{1}{\left[1 - \exp\left(\frac{-\sqrt{2}\pi}{\sigma}\right)\right]}.$$

对于波达信号的 EAOA, 同样有多种分布模型: 截尾余弦函数^[9]、双指数分布函数、截尾高斯分布函数、复合参数模型^[10]以及 Parsons 模型中改进的截尾余弦函数^[11]等. 本文采用 Parsons 模型中改进的截尾余弦函数来描述接收端周围散射体 EAOA 的非全向分布. 因为该功率角度谱是通过多次实验观察后统计得到的, 不仅数学运算方便, 而且还具有实际的物理意义, 表达式如下:

$$f(\beta) = \frac{\pi}{4\beta_m} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\beta}{\beta_m}\right). \quad (3)$$

式中 β_m 为最大到达仰角($^\circ$)且 $|\beta| \leq \beta_m \leq \pi/2$.

文献[12]研究表明, 在三维散射环境, 移动体接收到的信号包络的概率密度函数与二维散射空间时的一样, 然而接收信号的时间自相关函数和空间互相关函数却有很大的不同. 下面将重点研究空间波达角 ψ 对移动体卫星接入终端处接收到的信号的时间自相关函数和空间互相关函数的影响.

1.1 模型的时间自相关函数

一个卫星接入终端天线处接收到的信号可以表示为

$$y(t) = y_1(t) + jy_2(t). \quad (4)$$

其中 $y_1(t)$ 和 $y_2(t)$ 是互不相关的同相分量和正交分量. 这样 $y(t)$ 的归一化时间自相关函数可以表示为

$$r_{yy}(\tau) = E[y^*(t)y(t+\tau)] = r_{y_1y_1}(\tau) + r_{y_2y_2}(\tau) + j[r_{y_1y_2}(\tau) - r_{y_2y_1}(\tau)]. \quad (5)$$

式中 $E[\cdot]$ 为求均值运算符. 由于 $y_1(t)$ 和 $y_2(t)$ 是均值为零, 具有相同的方差和自相关函数的独立的高斯随机过程. 根据文献[11], 最终可以得出

$$r_{yy}(\tau) = \left| \int_{\psi} \exp[j(2\pi f_{\max} \tau \cos \psi)] f(\psi) d\psi \right|. \quad (6)$$

式中: $f_{\max}$ 为最大多普勒频率; ψ 为接收信号的空间波达角, $f(\psi)$ 为 ψ 的功率角度谱.

假设同一簇内信号的波达方位角 α 与波达仰角 β 相互独立, 则 α 与 β 的联合概率密度函数为

$$f(\alpha, \beta) = f(\alpha) \cdot f(\beta). \quad (7)$$

将式(1), (2), (3)和(7)带入式(6), $y(t)$ 的自相关函数可以表示为

$$r_{yy}(t) = \left| \int_{\psi} \exp[j(2\pi f_{\max} \tau \cos \psi)] f(\psi) d\psi \right| =$$

$$\begin{aligned}
 & \left| \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\beta_m}^{\beta_m} \exp[j(2\pi f_{\max} \tau \cos \alpha \cos \beta)] \cdot \right. \\
 & f(\alpha, \beta) d\alpha d\beta \left| = \left| \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\beta_m}^{\beta_m} \exp[j(2\pi f_{\max} \tau \cos \alpha \cos \beta)] \cdot \right. \right. \\
 & \frac{Q}{\sqrt{2}\sigma^2} \exp\left[-\frac{\sqrt{2}|\alpha - \alpha_0|}{\sigma}\right] \cdot \\
 & \frac{\pi}{4\beta_m} \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\beta}{\beta_m}\right) d\alpha d\beta \left| . \quad (8)
 \end{aligned}$$

1.2 模型的空间互相关函数

为了评估在移动体卫星接入终端处通过使用阵列天线得到的分集增益,需要分析在2个空间距离为 d 处的接收天线的接收信号之间的空间互相关函数,如图2所示。

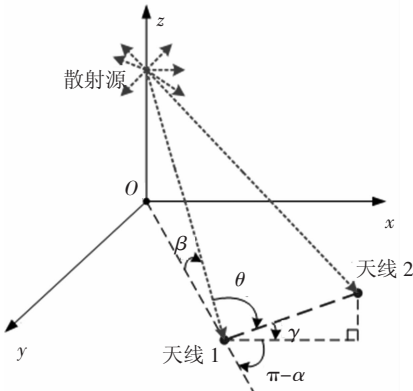


图2 两天线之间的三维散射几何示意

空间相关函数定义为同一时刻从同1个天线发射的信号,由2个空间分离的天线接收后,两天线接收信号之间的互相关程度^[11]。角度 γ 是卫星接入终端处2个阵元之间的连线与 xy 平面之间的夹角。不失一般性,2个空间距离为 d 的天线接收信号之间的互相关函数 $\rho(d)$ 为

$$\rho(d) = \left| \int_{\theta} \exp\left[j\left(2\pi \frac{d}{\lambda} \cos \theta\right)\right] \cdot p(\theta) d\theta \right|. \quad (9)$$

其中空间角 θ 是入射波与2个天线之间的夹角, α, β, γ 与 θ 之间的三角关系根据文献^[11],有

$$\cos \theta = \cos \alpha \cos \beta \cos \gamma + \sin \beta \sin \gamma. \quad (10)$$

将式(2)、(3)与(10)代入式(9),可以得到归一化的空间互相关函数

$$\begin{aligned}
 \rho(d) &= \left| \int_{\theta} \exp\left[j\left(2\pi \frac{d}{\lambda} \cos \theta\right)\right] f(\theta) d\theta \right| = \\
 & \left| \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\beta_m}^{\beta_m} \exp\left[j\left(2\pi \frac{d}{\lambda} (\cos \alpha \cos \beta \cos \gamma + \sin \beta \sin \gamma)\right)\right] \cdot \right. \\
 & f(\alpha) f(\beta) d\alpha d\beta \left| = \right. \\
 & \left| \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\beta_m}^{\beta_m} \exp\left[j\left(2\pi \frac{d}{\lambda} (\cos \alpha \cos \beta \cos \gamma + \sin \beta \sin \gamma)\right)\right] \cdot \right. \\
 & \frac{Q}{\sqrt{2}\sigma^2} \exp\left[-\frac{\sqrt{2}|\alpha - \alpha_0|}{\sigma}\right] \cdot \frac{\pi}{4\beta_m} \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\beta}{\beta_m}\right) d\alpha d\beta \left|. \quad (11)
 \end{aligned}$$

在移动体上卫星接入终端,阵列天线是安置在移动体顶部的均匀线性阵列。因此,所有的天线是水平隔离的,有相同的高度(即 $\gamma = 0$),则接收信号的空间互相关函数为

$$\begin{aligned}
 \rho(d) \big|_{\text{horiz}} &= \left| \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\beta_m}^{\beta_m} \exp\left[j\left(2\pi \frac{d}{\lambda} (\cos \alpha \cos \beta)\right)\right] \cdot \right. \\
 & \frac{Q}{\sqrt{2}\sigma^2} \exp\left[-\frac{\sqrt{2}|\alpha - \alpha_0|}{\sigma}\right] \cdot \\
 & \frac{\pi}{4\beta_m} \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\beta}{\beta_m}\right) d\alpha d\beta \left|. \quad (12)
 \end{aligned}$$

由式(8)和式(11)可以看出,采用三维空时信道模型时得到的接收信号的空时相关函数,不同于由传统的二维空时信道模型得到的接收信号的空时相关函数。二维时的空时相关函数是三维 $\beta = 0$ 时的1个特例。

2 信道模型的仿真实现

针对前面提出的三维信道模型,基于正弦波叠加法给出其高效且可实现的仿真模型。该仿真模型可用于模拟移动体上卫星接入终端处配备多个天线时的接收信号的统计特性。为了方便叙述,本文假定移动卫星接入终端处配备2个天线。二元阵是多元、任意配置的天线阵列的最基本结构,因此本文的分析结果可以推广到任意多元天线阵系统。不失一般性,距离第1个天线为 d 的第2个天线处的接收信号可以表示为

$$\tilde{y}(d, t) = \sum_{n=1}^N c_n e^{j[2\pi(f_n t - b_n d) + \theta_n]}. \quad (13)$$

其中

$$c_n = \sigma_0 \sqrt{\frac{2}{N}}, \quad (14)$$

$$f_n = f_{\max} \cos \alpha_n \cos \beta_n, \quad (15)$$

$$b_n = \frac{1}{\lambda} [\sin \beta_n \sin \gamma + \cos \beta_n \cos \alpha_n \cos \gamma]. \quad (16)$$

其中: N 表示指数函数的个数,它用于确定空时信道仿真模型的实现复杂性和精确性; α_n 和 β_n 分别是离散波达方位角和离散波达仰角;离散相角 θ_n 服从 $[0, 2\pi]$ 内的均匀分布。当 $d = 0$ 时,可以得到第1个天线处的接收信号

$$\tilde{y}(0, t) = \tilde{y}(t) = \sum_{n=1}^N c_n e^{j(2\pi f_{\max} \cos \alpha_n \cos \beta_n t + \theta_n)}. \quad (17)$$

由于式(13)中的所有参数在仿真期间保持不变,所以随机过程 $\tilde{y}(d, t)$ 是1个确定性的过程。所以,仿真模型的空时相关特性可以通过使用时间平均而不是统计平均来表示。

2.1 仿真模型的时间自相关函数

用 $\tilde{y}_1(d, t)$ 和 $\tilde{y}_2(d, t)$ 分别表示 $\tilde{y}(d, t)$ 的同相分量和正交分量。其中 $\tilde{y}_i(d, t)$ ($i = 1, 2$) 的时间自相关函数可以表示为

$$\tilde{r}_{y_{\mathcal{D}i}}(\tau) = E[\tilde{y}_i(d, t)\tilde{y}_i(d, t + \tau)] = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \tilde{y}_i(d, t)\tilde{y}_i(d, t + \tau) dt.$$

由式(14),可以得到 $\tilde{r}_{y_{\mathcal{D}i}}(\tau)$ 为

$$\tilde{r}_{y_{\mathcal{D}i}}(\tau) = \sum_{n=1}^N \frac{c_n^2}{2} \cos(2\pi f_{\max} \tau \cos \alpha_n \cos \beta_n).$$

相应的, $\tilde{y}(d, t)$ 的时间自相关函数为

$$\tilde{r}_{yy}(\tau) = 2\tilde{r}_{y_{\mathcal{D}i}}(\tau) = \sum_{n=1}^N c_n^2 \cos(2\pi f_{\max} \tau \cos \alpha_n \cos \beta_n). \quad (18)$$

2.2 仿真模型的空间互相关函数

根据仿真模型,移动体上卫星接入终端处2个天线处的接收信号分别如式(13)和式(17)所示。因此这两个接收天线处信号的空间互相关函数为

$$\tilde{\rho}(d) = \frac{E[\tilde{y}^*(0, t)\tilde{y}(d, t)]}{\sqrt{E[\tilde{y}^*(0, t)\tilde{y}(0, t)]} \sqrt{E[\tilde{y}^*(d, t)\tilde{y}(d, t)]}}.$$

由式(13)和式(17), $\tilde{\rho}(d)$ 可以表示为如下的封闭形式:

$$\tilde{\rho}(d) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N e^{-j2\pi \frac{d}{\lambda} (\sin \beta_n \sin \gamma + \cos \beta_n \cos \alpha_n \cos \gamma)}.$$

当2个天线为水平隔离($\gamma = 0$)时,仿真模型的空间互相关函数可以被简化为

$$\tilde{\rho}(d) |_{\text{horiz}} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N e^{-j2\pi \frac{d}{\lambda} \cos \beta_n \cos \alpha_n}. \quad (19)$$

由式(18)和式(19)可以看出,仿真模型的空时相关函数 $\tilde{r}_{yy}(\tau)$ 和 $\tilde{\rho}(d)$ 可以由参数 N 、 c_n 、 $f_{\max}$ 、 α_n 和 β_n 来确定。其中 $f_{\max} = v/\lambda$, c_n 由式(14)确定。因而需要方法来确定 α_n 和 β_n , 使得仿真模型的相关函数 $\tilde{r}_{yy}(\tau)$ 和 $\tilde{\rho}(d)$ 分别尽可能的逼近理论分析模型的相关函数 $r_{yy}(\tau)$ 和 $\rho(d)$ 。

2.3 仿真模型参数的确定

文献[13]中分析了用于确定空时信道仿真模型参数的三种计算方法,分别为 Monte carlo 法、LPNM 法和等面积法。通过分析得出,相比于 Monte carlo 法和 LPNM 法,等面积法在性能和仿真运算复杂度之间有1个好的折中。因此,本文为了保证仿真信号同相分量和正交分量的互不相关,首先对等面积方法进行修正,然后用其来确定仿真模型的 α_n 和 β_n 。

2.3.1 修正的等面积法

利用等面积法确定角度 φ_n 的方法是使得

角度功率谱 $f(\varphi)$ 在任意2个相邻的角度区间 $[\varphi_n, \varphi_{n+1})$ 上的面积等于 $1/N$ (如图3所示),即

$$\int_{\varphi_n}^{\varphi_{n+1}} f(\varphi) d\varphi = \frac{1}{N}, \quad \varphi_n \in [-\pi, \pi).$$

其中 $\varphi_0 = -\pi$ 。仿真中为了满足 $\tilde{y}_i(d, t)$ ($i = 1, 2$) 之间互不相关,必须要求 $f_n = f_{\max} \cos \varphi_n$ ($n = 1, 2, \dots, N$) 满足下面2个条件:

(1) $f_n \neq f_m$, $m \neq n$;

(2) $f_n \neq 0$, $\forall n$ 。

条件(1)保证了仿真 $\tilde{y}_i(d, t)$ ($i = 1, 2$) 的 N 个有效的谐波函数,而条件(2)确保了 $\tilde{y}_i(d, t)$ ($i = 1, 2$) 的均值为零。这样有

a) 为了满足条件(1),

$$\varphi_n \neq -\varphi_m, \quad \forall n, m; \quad (20)$$

b) 为了满足条件(2),

$$\varphi_n \neq \pm \frac{\pi}{2}, \quad \forall n. \quad (21)$$

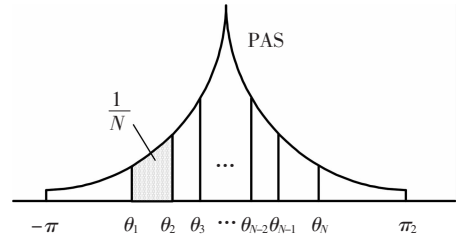


图3 等面积示意

如果角度 φ 的概率密度函数 $f(\varphi)$ 是关于原点对称并且 N 为偶数的话,则条件(1)就不满足。此外,如果 $f(\varphi)$ 在 $[-\pi, \pi)$ 是均匀分布的话,则条件(2)不满足。因此,为了保证满足式(19)和(21)的条件,将等面积方法进行修正,定义

$$\int_{\varphi_0}^{\varphi_1} f(\varphi) d\varphi = \frac{1}{N} - \frac{1}{4N}.$$

功率角度谱 $f(\varphi)$ 的累积分布函数为

$$F_{\varphi}(\vartheta) = \int_{-\infty}^{\vartheta} f(\varphi) d\varphi, \quad \vartheta \in [-\pi, \pi].$$

根据式(19)和式(21),可以得到

$$F_{\varphi}(\varphi_n) = \sum_{m=1}^n \int_{\varphi_{m-1}}^{\varphi_m} f(\varphi) d\varphi = \frac{1}{N} \left(n - \frac{1}{4} \right).$$

因此,参数 φ_n 可以通过下式利用数值求根方法求得:

$$\int_{-\pi}^{\varphi_n} f(\varphi) d\varphi = \frac{1}{N} \left(n - \frac{1}{4} \right), \quad n = 1, 2, \dots, N.$$

如果 $F_{\varphi}(\cdot)$ 的反函数 $F_{\varphi}^{-1}(\cdot)$ 存在,则 φ_n 还可表示为

$$\varphi_n = F_{\varphi}^{-1} \left[\frac{1}{N} \left(n - \frac{1}{4} \right) \right], \quad n = 1, 2, \dots, N.$$

2.3.2 确定离散到达方位角和到达仰角

接下来,将采用修正的等面积法来确定仿真

模型的离散到达方位角 α_n 和离散到达仰角 β_n . 首先计算离散到达方位角 α_n . 本文假设 $\alpha_0 = 0^\circ$, 根据拉普拉斯分布的对称性, 且 $\alpha \in [0, \pi)$ 区间内的拉普拉斯分布功率角度谱为

$$f(\alpha) = \frac{Q}{\sqrt{2}\sigma} \cdot \exp\left(-\frac{\sqrt{2}}{\sigma}\alpha\right), \quad \alpha \in [0, \pi).$$

此时, 功率角度谱在 $[0, \pi)$ 区间的积分函数为

$$F(\vartheta) = \frac{Q}{\sqrt{2}\sigma} \int_0^\vartheta \exp\left(-\frac{\sqrt{2}}{\sigma}\alpha\right) d\alpha = \frac{Q}{2} \left\{ 1 - \exp\left(-\frac{\sqrt{2}}{\sigma}\vartheta\right) \right\}, \quad \vartheta \in [0, \pi).$$

则

$$F^{-1}(x) = -\frac{\sigma}{\sqrt{2}} \ln\left(1 - \frac{2x}{Q}\right), \quad x \in [0, 0.5].$$

可以得出 α_n 的值:

1) 当 N 为奇数时, 存在方位角为 0 的子路径, 此时

$$\alpha_n = \begin{cases} -\frac{\sigma}{\sqrt{2}} \ln\left(1 - \frac{2}{QN}(n - 0.25)\right), & 0.5(N + 1) \leq n \leq N; \\ -\alpha_{N-n+1}, & 1 \leq n \leq 0.5(N - 1). \end{cases}$$

2) 当 N 为偶数时, 不存在方位角为 0 的子路径, 此时

$$\alpha_n = \begin{cases} -\frac{(\sigma)}{\sqrt{2}} \ln\left(1 - \left(\frac{2}{QN}\right)(n - 0.25)\right), & 0.5N + 1 \leq n \leq N; \\ -\alpha_{N-n+1}, & 1 \leq n \leq 0.5N. \end{cases}$$

同理可以得出 β_n 的值:

1) 当 N 为奇数时, 存在方位角为 0 的子路径, 此时

$$\beta_n = \begin{cases} \frac{2\beta_m}{\pi} \arcsin[2N^{-1}(n - 0.25)], & (N + 1)/2 \leq n \leq N; \\ -\beta_{N-n+1}, & 1 \leq n \leq (N - 1)/2. \end{cases}$$

2) 当 N 为偶数时, 不存在方位角为 0 的子路径, 此时

$$\beta_n = \begin{cases} (2\beta_m/\pi) \arcsin[2N^{-1}(n - 0.25)], & 0.5N + 1 \leq n \leq N; \\ -\beta_{N-n+1}, & 1 \leq n \leq 0.5N. \end{cases}$$

3 信道模型的仿真验证

由式(18)和式(19)可以看出, 仿真模型的空时相关函数 $\tilde{r}_{yy}(\tau)$ 和 $\tilde{\rho}(d)$, 可以通过参数 N 、 α_n 和 β_n 来确定, 同时它们也决定仿真模型与理论模型的吻合性. 前面通过对等面积方法进行修正, 用来确定了仿真模型的参数 α_n 和 β_n . 至于指数函数的个数 N , 可以通过定义均方误差函数 ε_1 和 ε_2 来分析仿真模型的空时相关函数与理论模型的空时相关函数之间的误差. 第 1 个均方误差函数 ε_1 是考察使用不同指数函数数目 N 时, 仿真模型的自相关函数 $\tilde{r}_{yy}(\tau)$ 与理论模型的自相关函数 $r_{yy}(\tau)$ 的差值, 定义如下:

$$\varepsilon_1 = \frac{1}{\tau_{\max}} \int_0^{\tau_{\max}} [r_{yy}(\tau) - \tilde{r}_{yy}(\tau)]^2 d\tau.$$

其中 $\tau_{\max}$ 是 1 个适当的时间间隔, 在 $[0, \tau_{\max}]$ 内分析 $r_{yy}(\tau)$ 的性能. 其它的仿真参数如表 1 所示. 仿真模型的时间自相关函数与理论模型的时间自相关函数之间的误差 ε_1 和指数函数个数 N 之间的性能如图 4 所示. 由图 4 可以看出, 当 N 逐渐增大时, $\tilde{r}_{yy}(\tau) \rightarrow r_{yy}(\tau)$, 并且当 $N \geq 20$ 时可以得到 1 个好的吻合 $\tilde{r}_{yy}(\tau) \approx r_{yy}(\tau)$.

表 1 仿真参数

参数	$V/(\text{km} \cdot \text{h}^{-1})$	f/GHz	λ/m	$f_{\max}/\text{Hz}$	K/dB	$2\sigma_0^2/\text{dB}$	μ/dB	d_0/dB
数值	300	1.82	0.167	500	11	4.2	-3.8	4.5

注: V 为移动体行驶速度; f 为载波频率; λ 为载波波长; $f_{\max}$ 为最大多普勒频移; K 为莱斯因子; $2\sigma_0^2$ 为平均多径功率; μ 为 Lognormal 均值; d_0 为 Lognormal 方差.

同样, 空间互相关函数 $\tilde{\rho}(d)$ 的均方误差函数 ε_2 为

$$\varepsilon_2 = \frac{1}{d_{\max}} \int_0^{d_{\max}} [\rho(d) - \tilde{\rho}(d)]^2 dd.$$

其中 $d_{\max}$ 是一个距离间隔, 表示 2 个天线之间的最大距离. 希望 d 在 $[0, d_{\max}]$ 间隔内, $\tilde{\rho}(d) \rightarrow \rho(d)$. 其它的仿真参数如表 1 所示. 得到的仿真模型的空间互相关函数与理论模型的空间互相关函数之间的误差 ε_2 和指数函数个数 N 之间的关系

如图 5 所示. 从图 5 可以看出当 $N \geq 18$, 有好的吻合性能.

信道模型有效性的验证一般有两种途径, 分别为利用实测数据和经典信道模型. 将通过 Aulin 模型^[10]间接验证本文所建信道模型的有效性. Aulin 模型是 1 个被广泛认可的全向散射环境三维信道模型, 其 AAOA 服从均匀分布, EAOA 服从截尾余弦分布. 图 6 和图 7 分别为在 $N = 21$, $\sigma = 60^\circ$, $\beta_m = 60^\circ$ 时, 本文所建信道理论模型及仿真

模型的时间自相关函数和空间互相关函数分别与 Aulin 模型仿真的时间自相关函数和空间互相关函数的比较, 可以看出三者吻合良好. 相比较 Aulin 模型, 本文所建信道模型针对的是卫星移动环境中的非全向性及均匀来波情形, 因而更具实际意义.

特性的累积概率分布与理论模型统计特性的比较. 通过比较可以看出仿真模型的信号幅度统计特性与理论模型信号幅度统计特性基本吻合. 同时通过仿真还可得出, 当 β_m 越大时, 接收信号的衰落深度越小 (如图 8 和如 11 所示). 证明了卫星移动信道中, 通信仰角对信道衰落特性的重要影响, 即通信仰角越大, 信号衰落深度越小.

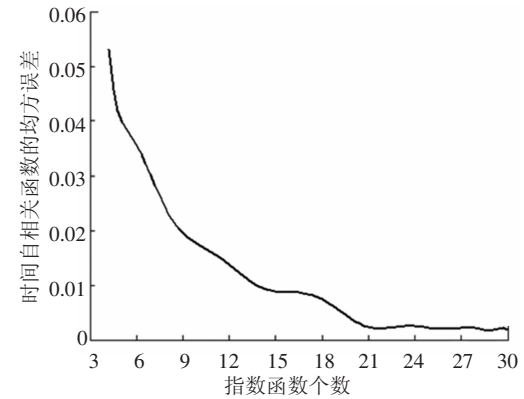


图 4 时间自相关函数的均方误差

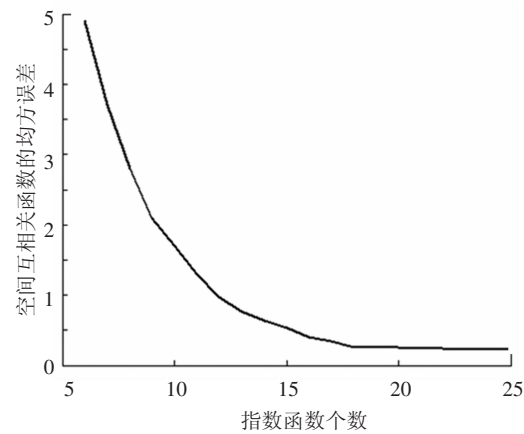


图 5 空间互相关函数的均方误差

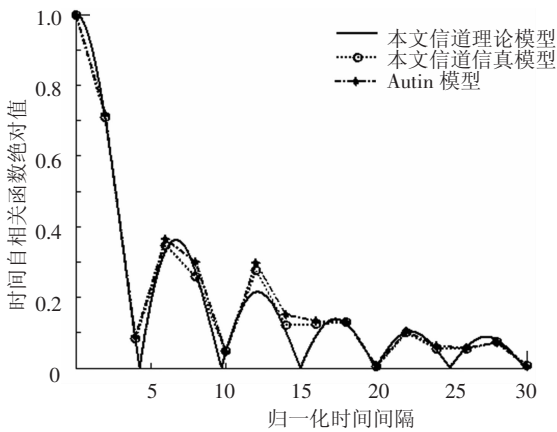


图 6 时间自相关函数

图 8 和图 9 是 $N = 21, \sigma = 30^\circ, \beta_m$ 分别为 30° 和 45° 时通过仿真得出的高速移动体上卫星接入终端处两个天线上的接收信号幅度. 图 9 和 10 分别是两种情况下两个天线上信号幅度统计

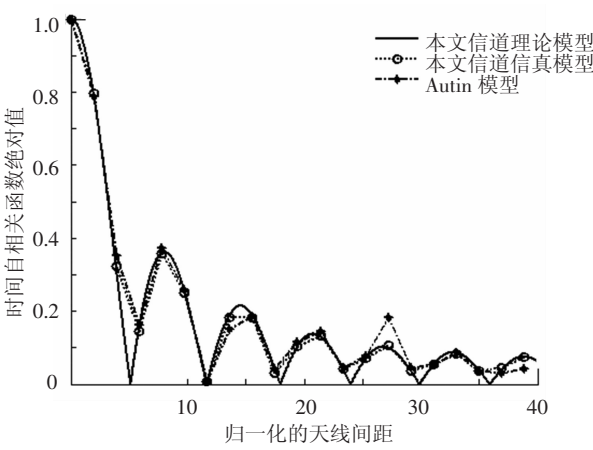


图 7 空间互相关函数

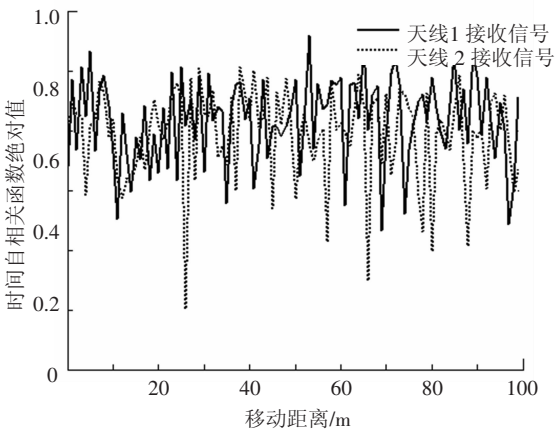


图 8 低仰角接收信号幅度

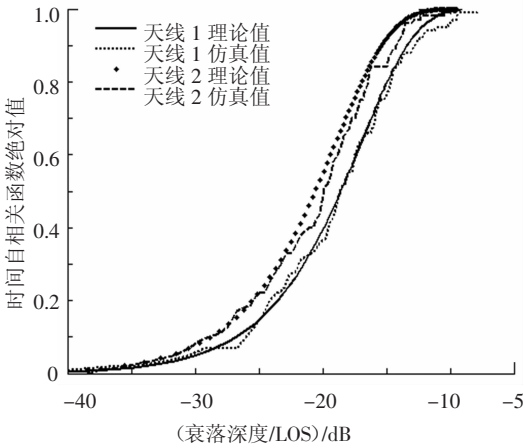


图 9 低仰角接收信号累积分布函数

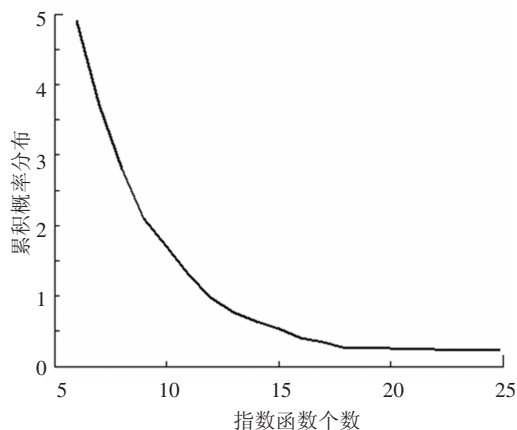


图10 高仰角接收信号累积分布函数

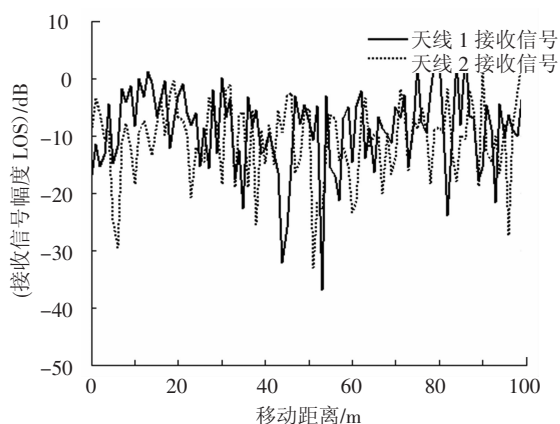


图11 高仰角接收信号幅度

4 结 论

本文将天线纳入信道研究范畴,综合考虑电波传播特性与阵列天线特性引起的卫星移动信道的空间色散特性.针对已有的多数模型假设到达移动终端接收阵列天线的来波方向为均匀、全向分布,或未能给出有效的便于分析的空、时、频联合空时相关函数表达式这一问题,综合考虑信号到达方向分布的三维非均匀、非全向情形,建立了1个基于几何圆柱模型的三维信道概率统计模型.分别以拉普拉斯分布与Parsons模型中改进的截尾余弦分布来描述信号电波到达方向的方位角和仰角的角谱分布.推导出了接收信号的时域自相关函数和空域互相关函数的表达式.同时,利用正弦波叠加法建立了理论分析模型的仿真模型,并对等面积法进行修正后用来确定了仿真模型的参数.最后通过Aulin模型对建立的理论信道模型及其仿真模型进行了验证.数值仿真结果直观地显示了天线特性和电波空间色散特性对卫星移动信道空时相关函数的影响.

参考文献:

- [1] IPPOLITO L J. Satellite communications systems engineering, atmospheric effects, satellite link design and system performance [M]. New York: John Wiley and Sons, 2008: 312 - 314.
- [2] 张华安, 向宏平, 朱礼仪. 移动通信信道模型的研究及进展[J]. 通信技术, 2002(9): 29 - 32.
- [3] 李焱, 朱霞, 许家栋. 一种空间信道模型的产生算法[J]. 系统仿真学报, 2005, 17(4): 950 - 953.
- [4] YONG S K, THOMPSON J S. A three-dimensional spatial fading correlation model for uniform rectangular arrays[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2003, 2(1): 182 - 185.
- [5] RAD H S, GAZOR S. A 3-D correlation model for MI-MO non-isotropic scattering with arbitrary antenna arrays [C]//IEEE Wireless Communications and Networking Conference. Piscataway: IEEE, 2005: 938 - 943.
- [6] MOHASSEB Y Z, FITZ M P. A 3-D spatio-temporal simulation model for wireless channels[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communication. 2002, 20(6): 1193 - 1203.
- [7] KALLIOLA K, SULONEN K, LAITINEN H, et al. Angular power distribution and mean effective gain of mobile antenna in different propagation environments[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2002, 51(5): 823 - 838.
- [8] ABDI A, KAVEH M. A space-time correlation model for multielement antenna systems in mobile fading channels[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communication, 2002, 20(3): 550 - 560.
- [9] AULIN T. A modified model for the fading signal at mobile radio channel[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1979, 28(3): 182 - 203.
- [10] QU S, YEAP T. A three-dimensional scattering model for fading channels in land mobile environment [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1999, 48(3): 765 - 781.
- [11] PARSONS D. The mobile radio propagation channel [M]. New York: Halsted, 2000: 126 - 128.
- [12] ALI A, JANET A B, MOSTAFA K. A parametric model for the distribution of the angle of arrival and the associated correlation function and power spectrum at the mobile station [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2002, 51(3): 425 - 434.
- [13] PATZOLD M, YAO Q. A study of stochastic and deterministic procedures for the design of simulation models for spatial channel [C]//2002 IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. Lisbon, Portugal: [s. n.], 2002: 1924 - 1931.

(编辑 张 宏)