



三维 MIMO 阵列空间相关性分析

穆 昌¹, 姚俊良², 蔡振合³

(1. 陕西工业职业技术学院 咸阳 712000; 2. 西安理工大学 西安 710048;

3. 中国民航机场建设集团公司 北京 100101)

摘 要: 主要研究了 3D-MIMO 阵列的空间相关性。首先给出全局坐标系下精确的 3D-MIMO 信道模型, 为真实准确的信道相关性分析提供基础。接着推导了天线阵列沿不同方向摆放、电磁波水平和俯仰功率角度谱分布服从拉普拉斯分布情况下空间相关性的数学表达式, 建立起空间相关性与信道参数的数学关系。最后通过 3 个仿真实验从不同角度验证了理论分析的准确性, 对多个实验结果进行联合分析, 得到空间相关性产生的根本原因及影响因素。

关键词: 三维 MIMO; 空间相关性; 无线信道模型

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2015001

Spatial Correlation Analysis of 3D MIMO Array

Mu Chang¹, Yao Junliang², Cai Zhenhe³

(1. Shaanxi Polytechnic Institute, Xianyang 712000, China; 2. Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, China;

3. China Airport Construction Corporation of CAAC, Beijing 100101, China)

Abstract: The spatial correlation of 3D MIMO arrays was investigated. First, the accurate channel model for 3D-MIMO in global coordinate system was presented. Based on the channel model, the closed-form formula of spatial correlation coefficient for different array position under Laplace power angle spectrum (PAS) distribution was derived. Finally, three examples were provided to confirm the validity of our analysis, and the reasons for generating spatial correlation were obtained.

Key words: 3D-MIMO, spatial correlation, wireless channel model

1 引言

多天线 MIMO 技术能够抵抗无线信道多径衰落, 提高系统容量, 是下一代无线通信系统的重要组成技术。然而, 通常所说的 MIMO 系统性能提升是利用天线阵元之间不相关以及相互独立的多通道从而有效获得空间

分集增益和空间复用增益^[1]。而在实际情况下, 要达到信道完全不相关是不可能的, 因此天线间相关性及其影响因素成为研究的热点。

当天线阵列和电磁波都在 2D 空间分布时, 参考文献[2]给出了多簇场景下, 电磁波不同功率角度谱(PAS)分布下天线的空间相关性及 MIMO 系统性能。上述分析限定

收稿日期: 2014-05-21; 修回日期: 2014-09-25

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(No. 61401354), 西安理工大学博士科研启动金资助项目(No.105-21B15)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No. 61401354), The Doctor's Scientific Research Foundation of Xi'an University of Technology (No.105-21B15)

了天线阵列为均匀等距线性阵列 (uniform linear array, ULA), 然而还有很多其他的阵列结构在军用及民用方面具有广泛的应用。参考文献 [3, 4] 分析了均匀圆阵 (uniform circular array, UCA) 的空间相关性, 并假定空间 PAS 有不同的分布。参考文献 [5] 在 SCM 模型下, 分析了极化天线的空间相关性。随着无线应用场景的日益丰富, 单纯的 2D 场景信道已经无法准确描述真实环境参数, 从 2003 年以后, 越来越多的学者开始分析和建模 3D 信道 [6, 7], 3D 不仅指天线在三维空间排列, 同时也指电磁波在三维空间传播。欧洲 WINNER (Wireless World Initiative New Radio) 组织在 2007 年首次给出了标准化的 3D 信道模型 -WINNER II [8]。随着 WINNER II 在业界的广泛应用, 对 3D 空间 MIMO 阵列的空间相关性研究也广泛开展。参考文献 [9, 10] 给出 3D 空间均匀矩形阵列 (uniform rectangular array, URA) 的空间相关性, Lee 等学者分析给出了任意天线阵列的空间相关性 [11], 这些对 MIMO 系统的性能评估无疑有重要的作用, 但上述分析假设电磁波的 PAS 服从均匀分布, 这与实际情况是不一致的。参考文献 [12, 13] 结合实测数据给出了空间相关性的结果, 参考文献 [14] 结合作业网络的信道模型, 仿真分析了各种信道模型参数对不同链路空间相关性的影响。

现有大量实测结果表明 [15, 16], 在 3D 空间中, 水平角和俯仰角的功率角度谱都服从拉普拉斯分布。针对更加真实的 PAS 分布, 通过理论分析, 推导了天线在 3D 空间不同位置情况下的天线空间相关性, 得到空间相关性与信道传输参数之间的数学关系。最后通过数值仿真验证了理论分析结果的正确性。

2 3D-MIMO 信道模型

首先给出如图 1 所示的全局坐标系 (global co-ordinate system, GCS), 该系统以正东方向为 x 正轴指向, 以垂直地面朝上为 z 正轴指向, 水平角 φ 的起始位置为 x 轴, $x \rightarrow y$ 方向为 φ 增大的方向, 俯仰角 θ 的起始位置为 xy 平面, 平面往上为 θ 增大的方向。 $G(\varphi, \theta)$ 是电磁波在 (φ, θ) 方向上的增益。 a, b, c, d 分别为位于原点和 3 个坐标轴上的 3 个垂直极化天线, 天线 i 的坐标表示为 (x_i, y_i, z_i) 。

考虑下行通信, 在全局坐标系中, WINNER II 给出的单极化信道模型如下:

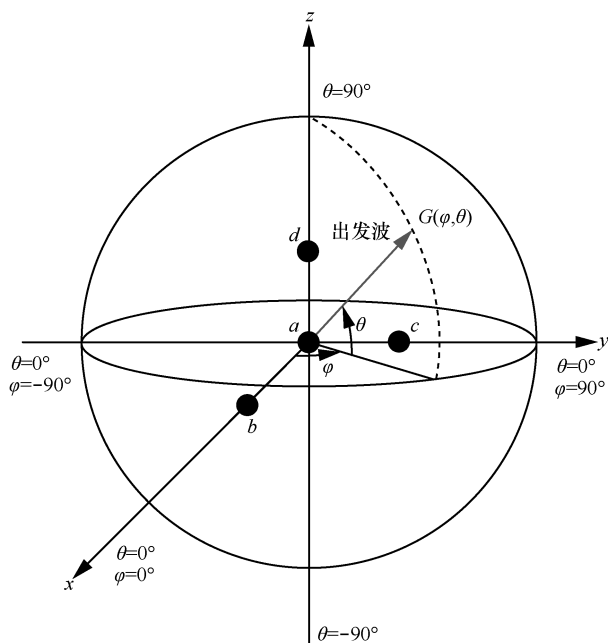


图 1 全局坐标系 (GCS)

$$h_{u,s,n}(t) = \sqrt{P_n} \sum_{m=1}^M G_{BS}(\varphi_{n,m}, \theta_{n,m}) G_{MS}(\phi_{n,m}, \gamma_{n,m}) \exp(j\xi_{n,m}) \exp(j2\pi\lambda_0^{-1} \langle r_s, \Phi_{n,m} \rangle) \exp(j2\pi\lambda_0^{-1} \langle r_u, \Psi_{n,m} \rangle) \exp(j2\pi\nu_{n,m}t) \quad (1)$$

其中, P_n 为第 n 径的功率, $(\varphi_{n,m}, \theta_{n,m})$ 和 $(\phi_{n,m}, \gamma_{n,m})$ 分别为第 n 条主径第 m 条子径的三维发射角 (AoD) 和到达角 (AoA)。 $G_{BS}(\varphi_{n,m}, \theta_{n,m})$ 和 $G_{MS}(\phi_{n,m}, \gamma_{n,m})$ 分别为天线在第 n 条主径第 m 条子径上的增益, 假设天线是全向天线且增益为 1。符号 $\langle x, y \rangle = x^T y$ 表示两个向量的内积, $r_s = (x_s, y_s, z_s)^T$ 和 $r_u = (x_u, y_u, z_u)^T$ 分别为 BS 侧天线 s 和 MS 侧天线 u 在全局坐标系中的三维坐标向量。 $\Phi_{n,m}$ 为 $(\varphi_{n,m}, \theta_{n,m})$ 在直角坐标系中的表示向量, $\Psi_{n,m}$ 为 $(\phi_{n,m}, \gamma_{n,m})$ 在直角坐标系中的表示向量, 由极坐标和直角坐标的变换公式可得:

$$\begin{cases} \Phi_{n,m} = (\cos \theta_{n,m} \cos \varphi_{n,m}, \cos \theta_{n,m} \sin \varphi_{n,m}, \sin \theta_{n,m})^T \\ \Psi_{n,m} = (\cos \gamma_{n,m} \cos \phi_{n,m}, \cos \gamma_{n,m} \sin \phi_{n,m}, \sin \gamma_{n,m})^T \end{cases} \quad (2)$$

在式 (1) 中, $\xi_{n,m}$ 表示电磁波的随机初相, 服从 $[0, 2\pi]$ 的均匀分布。 $\nu_{n,m}$ 是多普勒频率, 与移动台、散射体的运动方向有关, 它反映了信道随时间变换的快慢。

3 空间相关性

主要分析 MIMO 阵列不同空间子信道的相关性, 由于



无线信道各径的统计独立性,多径叠加后的相关系数等于各径相关系数的加权平均,因此这里仅分析一个主径 n 包含 M 个子径的情况,其余主径的分析情况类似。考虑基站侧两天线 s_1, s_2 到移动台天线 u 两个空间子信道,由式(1)可得两个子信道的信道系数 $h_{u,s_1,n}$ 和 $h_{u,s_2,n}$ 。

用 $\rho_{s_1,s_2,n}$ 表示上述两个子信道第 n 径的相关系数,则:

$$\rho_{s_1,s_2,n} = \frac{E\{h_{u,s_1,n} h_{u,s_2,n}^*\}}{\sqrt{E\{|h_{u,s_1,n}|^2\}} \sqrt{E\{|h_{u,s_2,n}|^2\}}} \quad (3)$$

下面分别给出在三维空间中 s_1, s_2 不同排列时, $\rho_{s_1,s_2,n}$ 的具体表达式。

3.1 s_1 和 s_2 沿 $x(y)$ 轴排列

沿 x 轴排列的情况如图1中的天线 a 和 b , 沿 y 轴排列的情况如图1中的天线 a 和 c 。这两种情况的分析过程完全一致,区别仅在于相对坐标的不同。以沿 x 轴排列为例($s_1=a, s_2=b$)进行分析。将式(1)代入式(3),可得分母项:

$$E\{|h_{u,s_1,n}|^2\} = E\{|h_{u,s_2,n}|^2\} = MP_n \quad (4)$$

其中, M 表示子径的个数, P_n 为第 n 条主径的功率。若天线间距为 Δd , 两天线的坐标向量分别为:

$$\begin{cases} r_{s_1} = (0, 0, 0) \\ r_{s_2} = (\Delta d, 0, 0) \end{cases} \quad (5)$$

将式(5)和式(1)代入式(3),求得分子项:

$$\begin{aligned} E\{h_{u,s_1,n} h_{u,s_2,n}^*\} &= P_n E\left\{\left[\sum_{m=1}^M \exp(j2\pi\lambda_0^{-1} \langle r_{s_1}, \Phi_{n,m} \rangle)\right] \left[\sum_{m=1}^M \exp(j2\pi\lambda_0^{-1} \langle r_{s_2}, \Phi_{n,m} \rangle)\right]^*\right\} \\ &= P_n \sum_{m=1}^M E\left\{\exp(j2\pi\lambda_0^{-1} \langle r_{s_1} - r_{s_2}, \Phi_{n,m} \rangle)\right\} \\ &= P_n \sum_{m=1}^M E\left\{\exp\left(j2\pi \frac{\Delta d}{\lambda_0} \cos \theta_{n,m} \cos \varphi_{n,m}\right)\right\} \end{aligned} \quad (6)$$

其中,第二个等号成立的前提是各径统计独立,这在实际中是满足的。式(6)的期望计算是对俯仰角 $\theta_{n,m}$ 和水平角 $\varphi_{n,m}$ 进行,为了书写简洁,后半部分分别用 θ 和 φ 来表示。根据标准模型的定义和实测数据结论,对于水平角和俯仰角,簇内角度都服从均值为 μ , 标准差

为角度扩展 σ 的拉普拉斯分布。若 φ 的均值为 μ_φ , 标准差为 σ_φ , θ 的均值为 μ_θ , 标准差为 σ_θ , 式(6)中的期望计算如下:

$$\begin{aligned} &E\left\{\exp\left(j2\pi \frac{\Delta d}{\lambda_0} \cos \theta \cos \varphi\right)\right\} \\ &= \int_{\mu_\theta - \sigma_\theta}^{\mu_\theta + \sigma_\theta} \left[\int_{\mu_\varphi - \sigma_\varphi}^{\mu_\varphi + \sigma_\varphi} \exp\left(j2\pi \frac{\Delta d}{\lambda_0} \cos \theta \cos \varphi\right) f(\varphi | \mu_\varphi, \sigma_\varphi) d\varphi \right] f(\theta | \mu_\theta, \sigma_\theta) d\theta \\ &= \int_{\mu_\theta - \sigma_\theta}^{\mu_\theta + \sigma_\theta} (\mathcal{R}_\varphi(\theta) + j\mathcal{I}_\varphi(\theta)) f(\theta | \mu_\theta, \sigma_\theta) d\theta \\ &= \mathcal{R}_{\varphi,\theta} + j\mathcal{I}_{\varphi,\theta} \end{aligned} \quad (7)$$

式(7)包含两重积分:第一重积分对水平角 φ 进行,得到 $\mathcal{R}_\varphi(\theta)$ 和 $\mathcal{I}_\varphi(\theta)$ 。第二重对俯仰角 θ 进行,得到 $\mathcal{R}_{\varphi,\theta}$ 和 $\mathcal{I}_{\varphi,\theta}$, 下面分别进行讨论。

3.1.1 第一重积分

水平角度服从均值为 μ_φ , 标准差为 σ_φ 的拉普拉斯分布,因此:

$$\begin{aligned} f(\varphi | \mu_\varphi, \sigma_\varphi) &= \frac{1}{2\sigma_\varphi} \exp\left(-\frac{|\varphi - \mu_\varphi|}{\sigma_\varphi}\right) \\ &= \frac{1}{2\sigma_\varphi} \begin{cases} \exp\left(-\frac{\mu_\varphi - \varphi}{\sigma_\varphi}\right), & \varphi < \mu_\varphi \\ \exp\left(-\frac{\varphi - \mu_\varphi}{\sigma_\varphi}\right), & \varphi > \mu_\varphi \end{cases} \end{aligned} \quad (8)$$

令 $z = 2\pi \frac{\Delta d}{\lambda_0} \cos \theta$, 则式(7)的第一重积分为:

$$\begin{aligned} &\int_{\mu_\varphi - \sigma_\varphi}^{\mu_\varphi + \sigma_\varphi} \exp\left(j2\pi \frac{\Delta d}{\lambda_0} \cos \theta \cos \varphi\right) f(\varphi | \mu_\varphi, \sigma_\varphi) d\varphi \\ &= \int_{\mu_\varphi - \sigma_\varphi}^{\mu_\varphi + \sigma_\varphi} (\cos(z \cos \varphi) + j \sin(z \cos \varphi)) f(\varphi | \mu_\varphi, \sigma_\varphi) d\varphi \end{aligned} \quad (9)$$

其中, $\cos(z \cos \varphi)$ 和 $\sin(z \cos \varphi)$ 的积分是无法计算的,将其展开如下:

$$\begin{cases} \cos(z \cos \varphi) \approx J_0(z) + 2 \sum_{k=1}^K J_{2k}(z) \cdot (-1)^k \cos(2k\varphi) \\ \sin(z \cos \varphi) \approx 2 \sum_{k=0}^K J_{2k+1}(z) \cdot (-1)^k \cos((2k+1)\varphi) \end{cases} \quad (10)$$

其中, $J_k(z)$ 表示第一类 k 阶贝塞尔函数, 式(10)近似的精度与 K 的取值大小有关系, 当 K 取 20 时, 近似误差可以忽略。将式(8)和式(10)代入式(9), 可以求得:

$$\begin{cases} \mathcal{R}_\varphi(\theta) = \int_{\mu_\varphi - \infty}^{\mu_\varphi + \infty} \cos(z \cos \varphi) f(\varphi | \mu_\varphi, \sigma_\varphi) d\varphi \\ = A_\varphi J_0(z) + 2 \sum_{k=1}^K J_{2k}(z) \cdot (-1)^k B_{\varphi,k} \\ \mathcal{I}_\varphi(\theta) = \int_{\mu_\varphi - \infty}^{\mu_\varphi + \infty} \sin(z \cos \varphi) f(\varphi | \mu_\varphi, \sigma_\varphi) d\varphi \\ = 2 \sum_{k=0}^K J_{2k+1}(z) \cdot (-1)^k C_{\varphi,k} \end{cases} \quad (11)$$

式(11)中 A_φ 、 $B_{\varphi,k}$ 以及 $C_{\varphi,k}$ 的表示如下:

$$\begin{cases} A_\varphi = 1 - \exp\left(-\frac{4\pi}{\sigma_\varphi}\right) \\ B_{\varphi,k} = \frac{\cos(2k\mu_\varphi)(1 - \exp(-4\pi/\sigma_\varphi))}{4k^2\sigma_\varphi^2 + 1} \\ C_{\varphi,k} = \frac{\cos((2k+1)\mu_\varphi)(1 + \exp(-4\pi/\sigma_\varphi))}{(2k+1)^2\sigma_\varphi^2 + 1} \end{cases} \quad (12)$$

3.1.2 第二重积分

第二重积分是对俯仰角 θ 进行:

$$\mathcal{R}_{\varphi,\theta} + j\mathcal{I}_{\varphi,\theta} = \int_{\mu_\theta - \infty}^{\mu_\theta + \infty} (\mathcal{R}_\varphi(\theta) + j\mathcal{I}_\varphi(\theta)) f(\theta | \mu_\theta, \sigma_\theta) d\theta \quad (13)$$

$$\begin{cases} \mathcal{R}_{\varphi,\theta} = \frac{6\sigma_\theta}{N} \left[0.5g_1(\mu_\theta - \theta_0) + g_1(\mu_\theta - \theta_1) + \cdots + g_1(\mu_\theta - \theta_{N-1}) + 0.5g_1(\mu_\theta - \theta_N) + \right. \\ \left. 0.5g_3(\mu_\theta + \theta_0) + g_3(\mu_\theta + \theta_1) + \cdots + g_3(\mu_\theta + \theta_{N-1}) + 0.5g_3(\mu_\theta + \theta_N) \right] \\ \mathcal{I}_{\varphi,\theta} = \frac{6\sigma_\theta}{N} \left[0.5g_2(\mu_\theta - \theta_0) + g_2(\mu_\theta - \theta_1) + \cdots + g_2(\mu_\theta - \theta_{N-1}) + 0.5g_2(\mu_\theta - \theta_N) + \right. \\ \left. 0.5g_4(\mu_\theta + \theta_0) + g_4(\mu_\theta + \theta_1) + \cdots + g_4(\mu_\theta + \theta_{N-1}) + 0.5g_4(\mu_\theta + \theta_N) \right] \end{cases} \quad (16)$$

其中, $\theta_0, \theta_1, \dots, \theta_N$ 是从区间 $[0, 6\sigma_\theta]$ 中均匀等距取值, 取值密度由 N 大小决定。将式(16)的积分结果代入式(6), 即可得:

$$E\{h_{u,s_1,n} h_{u,s_2,n}^*\} = MP_n(\mathcal{R}_{\varphi,\theta} + j\mathcal{I}_{\varphi,\theta}) \quad (17)$$

将式(4)和式(17)代入式(3), 最终可得第 n 径的相关系数:

$$\rho_{s_1,s_2,n} = \frac{E\{h_{u,s_1,n} h_{u,s_2,n}^*\}}{\sqrt{E\{|h_{u,s_1,n}|^2\}} \sqrt{E\{|h_{u,s_2,n}|^2\}}} = \mathcal{R}_{\varphi,\theta} + j\mathcal{I}_{\varphi,\theta} \quad (18)$$

3.2 s_1 和 s_2 沿 z 轴排列

沿 z 轴排列的情况如图 1 中的天线 a 和 d , 若天线间距为 Δd , 两天线 ($s_1=a, s_2=d$) 的坐标向量分别为:

其中, $\mathcal{R}_\varphi(\theta) + j\mathcal{I}_\varphi(\theta)$ 中包含贝塞尔函数, 并且贝塞尔函数包含待积变量 θ , $f(\theta | \mu_\theta, \sigma_\theta)$ 为拉普拉斯概率密度函数, 直接对其积分非常困难。这里采用著名的梯形法则来进行近似, 梯形近似的方法如下:

$$\int_a^b g(x) dx \approx \frac{b-a}{N} [0.5g(x_0) + g(x_1) + \cdots + g(x_{N-1}) + 0.5g(x_N)] \quad (14)$$

$x_0, x_1, \dots, x_N$ 为对积分范围的量化取值, N 的取值越大, 近似精度越高。

将 $f(\theta | \mu_\theta, \sigma_\theta)$ 的表达式代入式(13), 并令:

$$\begin{cases} g_1(\theta) = \frac{\mathcal{R}_\varphi(z)}{2\sigma_\theta} \exp\left(-\frac{\mu_\theta - \theta}{\sigma_\theta}\right), \\ g_2(\theta) = \frac{\mathcal{I}_\varphi(z)}{2\sigma_\theta} \exp\left(-\frac{\mu_\theta - \theta}{\sigma_\theta}\right), \\ g_3(\theta) = \frac{\mathcal{R}_\varphi(z)}{2\sigma_\theta} \exp\left(-\frac{\theta - \mu_\theta}{\sigma_\theta}\right), \\ g_4(\theta) = \frac{\mathcal{I}_\varphi(z)}{2\sigma_\theta} \exp\left(-\frac{\theta - \mu_\theta}{\sigma_\theta}\right) \end{cases} \quad (15)$$

式(13)中积分区间为 $[\mu_\theta - \infty, \mu_\theta + \infty]$, 对于拉普拉斯分布 $f(\theta | \mu_\theta, \sigma_\theta)$, 当 $|\theta| > 6\sigma_\theta$ 时概率趋近于 0, 因此积分区间可以缩小为 $[\mu_\theta - 6\sigma_\theta, \mu_\theta + 6\sigma_\theta]$ 。可得式(16)。

$$\begin{cases} r_{s_1} = (0, 0, 0) \\ r_{s_2} = (0, 0, \Delta d) \end{cases} \quad (19)$$

分别计算式(3)所示相关系数定义式的分子和分母部分, 分母的计算结果与式(4)相同, 这里不再给出。分子的计算式如下:

$$\begin{aligned} E\{h_{u,s_1,n} h_{u,s_2,n}^*\} &= P_n \sum_{m=1}^M E\left\{\exp\left(j2\pi\lambda_0^{-1} \langle r_{s_1} - r_{s_2}, \Phi_{n,m} \rangle\right)\right\} \\ &= P_n \sum_{m=1}^M E\left\{\exp\left(j2\pi \frac{\Delta d}{\lambda_0} \sin \theta\right)\right\} \\ &= P_n \sum_{m=1}^M \int_{\mu_\theta - \infty}^{\mu_\theta + \infty} \exp\left(j2\pi \frac{\Delta d}{\lambda_0} \sin \theta\right) f(\theta | \mu_\theta, \sigma_\theta) d\theta \end{aligned} \quad (20)$$



式(20)的积分过程与 s_1 和 s_2 沿 x 轴情况的第一重积分相同,可以参照式(9)进行积分计算,这里不再详细给出。

4 仿真和理论分析

天线沿 z 轴排列的分析与沿 $x(y)$ 轴排列的第一重积分一致,因此,本部分仅给出沿 x 轴排列的结果,该结果能够完全反映本文理论分析的正确性。 s_1 的坐标为 $(0, 0, 0)$, s_2 的坐标为 $(0, 0, \Delta d)$ 。下面分别分析了水平角扩展 σ_φ (azimuth angle spread, AAS)、俯仰角扩展 σ_θ (elevation angle spread, EAS) 以及天线间距 Δd 对相关系数 $\rho_{s_1, s_2, n}$ 的影响,式(16)中 $N=1\ 000$ 。为了验证分析结果的准确性,同时给出了计算机仿真结果,并进行比较,仿真中信道系数生成采用式(1),这与目前最广泛使用的 WINNER II 标准模型是一致的。

在俯仰角均值为 0° 、俯仰角扩展 2° 、天线间距为半波长情况下,图2给出了相关系数随水平角、水平角扩展的变化曲线。可以看出,理论分析结果与计算机基本吻合,随着水平角扩展的增大,相关性减小,这是因为随着角扩展的增大,到达两天线的子径差别也就越大,经过子径叠加后,两个信道的相关性减小。水平角度在 $0^\circ \sim 90^\circ$ 范围增大时,相关性减小,这是因为到达两天线的波程差是水平角度的余弦函数,余弦函数在 0° 附近变化最快,而在 90° 附近变化最慢。

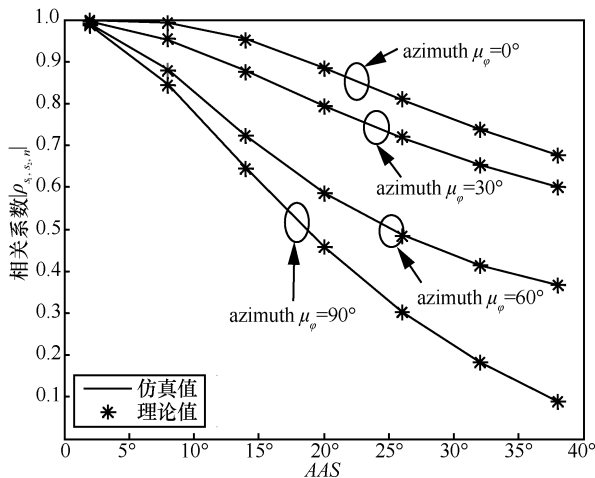


图2 相关系数随水平角、水平角扩展的变化
($EAS=2^\circ$, $\mu_\theta=0^\circ$, $\Delta d=0.5\lambda$)

在水平角均值为 0° 、水平角扩展 8° 、天线间距为半波长情况下,图3给出了相关系数随俯仰角、俯仰角扩展的变化曲线。可以看出,随着俯仰角扩展的增大,相关

性减小,俯仰角度在 $0^\circ \sim 90^\circ$ 范围增大时,相关性减小。从图中还可以发现,当天线在 x 轴排列时,电磁波在俯仰面的特性也会影响天线相关性,这是因为在三维空间中,天线的波程差为 $\Delta d \cos\theta \cos\varphi$, 不仅与水平角有关系,还与俯仰角有关系。理论分析结果与计算机仿真基本吻合。

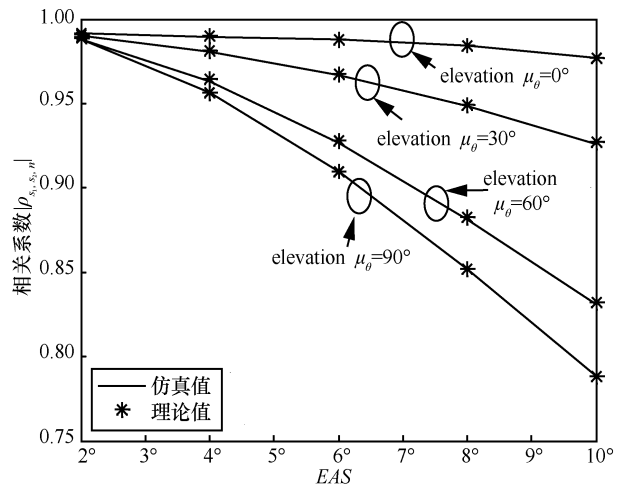


图3 相关系数随俯仰角、俯仰角扩展的变化
($AAS=8^\circ$, $\mu_\varphi=0^\circ$, $\Delta d=0.5\lambda$)

图4给出了相关系数随天线间距的变化曲线,理论分析结果与仿真结果非常吻合。横坐标为天线间距,单位为波长,考虑到目前实际天线最大间距为10倍波长,横坐标的取值范围为 $[0.5\lambda, 10\lambda]$ 。当固定水平和俯仰角度后,随着天线间距的增大,相关性降低。这主要是因为不同天线的波程差随天线间距增大而增大,导致多径相位差增大,多径合并后相关性降低。

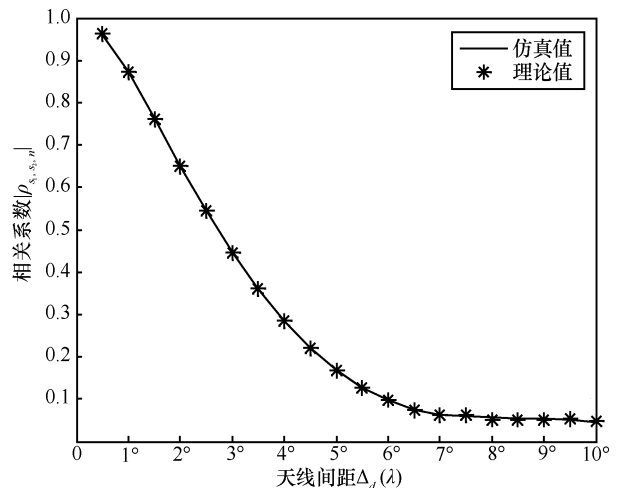


图4 相关系数随天线间距的变化
($AAS=8^\circ$, $EAS=2^\circ$, $\mu_\varphi=30^\circ$, $\Delta d=0.5\lambda$)

5 结束语

本文针对 3D MIMO 阵列和 3D 空间传播,从信道模型出发,分析了电磁波水平角和俯仰角服从更加实际的拉普拉斯分布时,天线在不同位置的空间相关性,得到了空间相关性与无线信道传输参数之间的数学关系。通过对理论和仿真结果进行分析,得出造成不同天线间相关性的根本原因是多个子径波程差的差异性,差异越大则相关性越小。影响波程差的差异性的因素包括:电磁波角度,角度扩展、天线间距,这些都会影响天线相关性。多个实验从不同角度验证了理论分析结果的准确性。

参考文献

- 1 Tse D, Viswanath P. Fundamentals of Wireless Communication. Cambridge University Press, 2005
- 2 Schumacher L, Pedersen I K, Mogensen E P. From antenna spacings to theoretical capacities-guidelines for simulating MIMO systems. The 13th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Lisboa, Portugal, 2002
- 3 Zhou J, Sasaki S, Muramatsu S, *et al.* Spatial correlation for a circular antenna array and its applications in wireless communications. Proceedings of IEEE Global Telecommunications Conference, San Francisco, California, USA, 2003
- 4 Tsai J A, Buehrer R M, Woerner B D. Spatial fading correlation function of circular antenna arrays with laplacian energy distribution. IEEE Communication Letters, 2002(5)
- 5 Nie X, Zhang J H, Zhang P. Investigation on the spatial-polarizational correlation based on 3GPP spatial channel model. Sciences China-Information Sciences, 2014(2)
- 6 Shafi M, Zhang M, Moustakas A L, *et al.* Polarized MIMO channels in 3-D: models, measurements and mutual information. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2006, 24(3): 514~527
- 7 Jing M F, Wei R P, Su X, *et al.* An extended three-dimensional channel model for a polarized antenna array. Physical Communication, 2013(9)
- 8 IST-4-027756. WINNER II Channel Models, 2007
- 9 Raj K J S, Prabu S A, Vikram N, *et al.* Spatial correlation and MIMO capacity of uniform rectangular dipole arrays. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2008(7)
- 10 Yong K S, Thompson S J. Three-dimensional spatial fading correlation models for compact MIMO receivers. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2005, 4(6):2856~2869
- 11 Lee H J, Cheng C C. Spatial correlation of multiple antenna arrays in wireless communication systems. Progress in Electromagnetics Research, 2012(132)
- 12 Yin X F, Zeng Z, Cheng X, *et al.* Empirical modeling of cross-correlation for spatial-polarimetric channels in indoor scenarios. Proceedings of IEEE 23rd International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC 2012), Sydney, Australia, 2012
- 13 Zhang Y, Xiao M L, Zhou D S, *et al.* Measurement based spatial correlation and capacity of indoor distributed MIMO system. International Journal of Antennas and Propagation, 2013
- 14 Cheng X, Wang X C, Wang H M, *et al.* Cooperative MIMO channel modeling and multi-link spatial correlation properties. IEEE Journal of Selected Areas in Communications, 2012, 30(2): 388~396
- 15 Nie X, Zhang H J, Tian L, *et al.* A cluster-based analysis of propagation characteristics in MIMO relay channels based on wideband measurement. Journal of China Universities of Posts and Telecommunications. 2012,19(5):45~50
- 16 Pekka K, Tommi J, Nuutinen P J. Channel modeling for multiprobe over-the-Air MIMO testing. International Journal of Antennas and Propagation, 2012

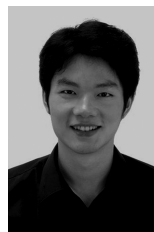
[作者简介]



穆昌,男,陕西工业职业技术学院助教,主要研究方向为通信信号处理、统计信号处理。



姚俊良,男,博士,西安理工大学讲师,主要研究方向为信道测量与建模、混沌无线通信。



蔡振合,男,中国民航机场建设集团公司工程师、设计师,主要研究方向为机场电子信息系统、导航、监视系统等。