

多天线信道空间衰落相关性近似算法及其复杂性研究

周杰 王亚林 菊池久和

Approximate analysis of spatial fading correlation for multiple antenna system

Zhou Jie Wang Ya-Lin Hisakazu Kikuchi

引用信息 Citation: Acta Physica Sinica 63, 230205 (2014) DOI: 10.7498/aps.63.230205

在线阅读 View online: <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.230205>

当期内容 View Table of Contents: <http://wulixb.iphy.ac.cn/CN/volumn/home.shtml>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

[基于改进的统计信道模型与多天线系统性能分析](#)

周杰, 江浩, 菊池久和, 邵根富

2014, 63(14): 140506. 全文: [PDF](#) (641KB)

[双信道偏振复用保密通信系统的完全混沌同步的操控性研究](#)

钟东洲, 邓涛, 郑国梁

2014, 63(7): 070504. 全文: [PDF](#) (698KB)

[基于扩展混沌映射的认证密钥协商协议](#)

舒剑

2014, 63(5): 050507. 全文: [PDF](#) (233KB)

[基于 Dini 展开的高阶 Hankel 变换及其在光束传输中的应用](#)

游开明, 林燕玲, 王友文, 陈列尊, 戴志平, 陆世专

2013, 62(14): 140203. 全文: [PDF](#) (691KB)

[基于高增益降维观测器的一类混沌同步](#)

韩冬, 朱芳来

2013, 62(12): 120513. 全文: [PDF](#) (1170KB)

多天线信道空间衰落相关性近似算法及其复杂性研究*

周杰^{1)2)†} 王亚林¹⁾ 菊池久和²⁾

1)(南京信息工程大学电子与信息工程学院, 南京 210044)

2)(日本国立新泻大学工学部电气电子工学科, 新泻 950-2181)

(2014年6月12日收到; 2014年7月21日收到修改稿)

信道空间衰落相关性(SFC)主要取决于波达信号的功率方位谱(PAS)和多天线阵列收发模式. 深入研究了移动通信系统中多天线阵列SFC近似算法及其复杂性. 首先导出在典型PAS为均匀分布、高斯分布以及拉普拉斯分布下的SFC函数的闭合表达式. 再研究在波达信号PAS小角度扩展时的近似算法, 建立多输入多输出(MIMO)多天线接收信道模型, 深入分析所选择的阵列和电波传播参数对MIMO系统信道容量的影响. 通过理论计算和仿真实验得出近似算法在特定条件下具有很好的拟合度, 定量分析了近似算法在对MIMO多天线系统分析时的适用性和计算效率. 该算法能极大地减低理论计算复杂性, 提高分析和仿真MIMO多天线系统的效率.

关键词: 多输入多输出, 功率方位谱, 空间衰落相关性, 相关矩阵

PACS: 02.60.Gf, 02.50.Cw, 05.45.Vx

DOI: 10.7498/aps.63.230205

1 引言

在无线通信系统中多输入多输出(multiple input multiple output, MIMO)多天线收发技术已经实现了在固定宽带无线接入中的应用. 由于多天线系统可以通过复用明显提高数据传输速率和分集性能以及可能成倍地提高信道容量, 并且不需要额外占用频谱, 因此MIMO多天线收发技术具有广泛的发展和前景. 尽管存在天线问题和接收复杂度问题, 但随着技术水平的不断提高, MIMO在商业中逐步得到开发和研究, 并实现了大规模的应用^[1-5]. 过去的大量研究表明, MIMO多天线系统的信道容量取决于其多径信道矩阵的秩, 而信道矩阵的秩依赖于天线端口处信号的空间衰落相关性(spatial fading correlation, SFC), 所以MIMO多天线阵元间信号SFC是决定信道容量的

关键因素^[6,7]. 因此, 近年已有大量关于不同的无线信道环境对MIMO多天线阵元间信号SFC的影响的研究. 其中文献^[8-11]理论研究了波达信号的功率方位谱(power azimuth spectrum, PAS)为均匀分布和拉普拉斯分布情况下, MIMO均匀天线阵列(uniform linear array, ULA)和圆形天线阵列(uniform circular array, UCA)的多径信号SFC函数, 这对建立MIMO多天线信道模型具有重要的实际意义. Zhang等^[12]在分析信号波达角的基础上比较了追踪算法和包算法, 证明了追踪算法的优越性. 随移动通信技术的发展以及宏区/微小区的实际应用, 使得无线信道环境更加多样化和复杂化. 近年基于几何散射体分布模型下的信道模型得到广泛关注^[13-15], 其能够完整地描述物理传播信道, 使之更加符合实际的信道环境. 但上述工作未对非对称信道模型的空时物理信道参数以及MIMO多天线系统进行深入研究, 尚有很多需要进一步研

* 国家自然科学基金(批准号: 61372128, 61471153)和江苏省高等学校自然科学基金重大项目(批准号: 14KJA510001)资助的课题.

† 通讯作者. E-mail: zhoujie45@hotmail.com

研究的重要问题. 文献[16—19]利用较为实际的几何信道模型仿真且分析了MIMO ULA和UCA多天线信号SFC以及信道容量, 文献[20]对室内微小区移动通信环境的多普勒效应进行了分析, 但计算仿真方法复杂, 且在大规模MIMO天线阵列条件下计算效率较低. 在对真实的移动宽带无线接入网(wide area networks)传输系统进行仿真时, 首先必须要获得符合实际的无线环境的统计信道参数, 然后根据这些参数建立MIMO的相关衰落信道模型, 其信道空间衰落参数主要取决于波达信号PAS和多天线阵列收发模式. 因此, 本文深入研究了移动通信系统中多天线MIMO阵列的SFC近似算法及其复杂性. 首先导出在典型PAS为均匀分布、高斯分布以及拉普拉斯分布下的SFC函数的闭合表达式. 基于此理论表达式, 研究在小角度扩展时的近似算法. 近似表达式可根据天线阵列的具体形式进行相应的变形, 从而更具有通用性和一致性. 由此建立MIMO多天线衰落信道模型, 分析所选择的阵列和电波传播参数波达信号PAS以及方位扩展角(azimuth spread, AS)对MIMO系统信道容量的影响. 通过理论计算和仿真实验得出近似算法在特定条件下具有很好的拟合度, 并能极大地减低理论计算复杂性, 进而可提高分析和仿真复杂MIMO多天线系统的效率. 本文还分析了在不同角度参数下近似算法对于MIMO系统容量的影响, 并通过数值仿真进行了验证.

2 MIMO信道衰落相关性理论

假设由信道抽头代表多径信号, 每一个抽头都代表了一簇散射体, 因此基于信道抽头产生的MIMO信道矩阵可以表示为^[7,8]

$$\overline{\mathbf{H}}_i = \mathbf{R}_r^{\frac{1}{2}} \cdot \mathbf{H}_i \cdot \left(\mathbf{R}_t^{\frac{1}{2}}\right)^T, \quad (1)$$

其中, \mathbf{R}_r 和 \mathbf{R}_t 分别是MIMO接收天线和发射天线的多径收发SFC矩阵, \mathbf{H}_i 是具有独立同分布的Rayleigh衰落信道, $(\cdot)^T$ 表示矩阵的转置. 在实际的MIMO多天线系统中, 在基站BS和终端MS均可使用多天线阵列. 通常提高MIMO多天线系统性能的主要方法之一是使基站BS和终端MS阵列天线单元间有充分的间距以便能够得到更多非相关衰落信号. 在基站BS阵元间可能有足够的空间间距, 其SFC较弱, 对MIMO系统性能的改善不明显. 因此, 研究中通常不考虑发送端的相关性, 即

\mathbf{R}_t 为单位矩阵, 且 \mathbf{R}_t 可通过波达信号PAS分布和MIMO多天线阵列模型导出. 另外本文研究SFC对MIMO多天线系统的影响时, MIMO各天线单元均考虑为无方向性的天线单元, 即不考虑发射机的空间波束赋形方程.

如果考虑在三维信道空间中, ϕ 表示波达信号到达角, 定义为波达信号在方位角平面的投影与 x 轴正方向的夹角, θ 表示波达信号仰角, 定义为波达信号与 z 轴正方向的夹角. 定义PAS的垂直极化和水平极化分布函数分别为 $p_\theta(\phi, \theta)$ 和 $p_\phi(\phi, \theta)$, 其必须满足以下归一化式:

$$\int_0^{2\pi} \int_0^\pi \{p_\theta(\theta, \phi) + p_\phi(\theta, \phi)\} \sin\theta d\theta d\phi = 1. \quad (2)$$

如果定义在用户终端MIMO多天线阵列中第 i 个单元的复偏振极化方向为 $e_{\theta_i}(\theta, \phi)$ 和 $e_{\phi_i}(\theta, \phi)$, 即 $e_{\theta_i}(\theta, \phi)$ 是垂直极化方向, $e_{\phi_i}(\theta, \phi)$ 是水平极化方向. 二者均能描述用户终端MIMO多天线单元的收发特性, 其满足以下方程式:

$$\frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \{|e_{\theta_i}(\theta, \phi)|^2 + |e_{\phi_i}(\theta, \phi)|^2\} \sin\theta d\theta d\phi = \eta_i, \quad (3)$$

其中, η_i 为在考虑了信道路径损耗以及信道不匹配情况下的用户终端MIMO第 i 天线单元的效率, 并且满足 $\eta_i \leq 1$. 因此终端MIMO多天线阵列中第 i 和 j 天线单元间的空间衰落相关 $[\mathbf{R}]_{ij}$ 可以通过波达信号PAS和MIMO多天线阵列各天线的复极化偏振方向来分析, 经推导可得:

$$[\mathbf{R}]_{ij} = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \{e_{\theta_i}(\theta, \phi)e_{\theta_j}^*(\theta, \phi)p_\theta(\theta, \phi) + e_{\phi_i}(\theta, \phi)e_{\phi_j}^*(\theta, \phi)p_\phi(\theta, \phi)\} \times \sin\theta d\theta d\phi, \quad (4)$$

其中 $(\cdot)^*$ 表示共轭转置. (4)式为三维空间域MIMO多天线信道SFC理论通式. 信道相关性在三维空间域的分析最终也必须分解为在方位面和仰角面的分析. 如文献[5]研究中由于分析的难度, 仅考虑了方位面和仰角面的波达信号PAS为相互独立的均匀分布. 因此, 为简化分析, 本文仅考虑二维方位平面波达信号PAS和天线在方位角平面的旋转对MIMO多天线阵列性能的影响. 考虑了三类波达信号PAS模型, 即截断高斯分布、拉普拉斯分布以及均匀分布. 它们的理论表达式分别定义

为^[9-11]

$$p_{\phi}^L(\phi, \theta) = \frac{C_L}{\sqrt{2}\sigma_L} \exp\left\{-\frac{\sqrt{2}|\phi - \phi_0|}{\sigma_L}\right\}, \quad (5)$$

$$p_{\phi}^G(\phi, \theta) = \frac{C_G}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left\{-\frac{(\phi - \phi_0)^2}{2\sigma^2}\right\}, \quad (6)$$

$$p_{\phi}^U(\phi, \theta) = \frac{1}{2\Delta}, \quad (7)$$

其中, C_L 和 C_G 分别是拉普拉斯分布和高斯分布的归一化因子; σ_L 和 σ 分别是拉普拉斯分布和高斯分布的标准方差; ϕ_0 是波达信号到达中心角. (5), (6) 和 (7) 式均满足 (2) 式. 为使分析结果具有可比性, 本文对三类分布函数均采用截断型分布函数, 即波达信号条件约束范围为 $\phi \in [\phi_0 - \Delta, \phi_0 + \Delta]$.

本文着重研究 SFC 对 MIMO 多天线系统的影响, MIMO 各天线单位均考虑为无方向性的天线单

元, 即不考虑发射机的空间波束赋形方程和接收的空间波束滤波方程. 由于空间因素在 MIMO 多天线系统中任意两阵列单元间接收信号均具有 SFC, 如果把 MIMO ULA 天线阵列中两单元分别定义为第 i 和 j 单元, 两天线单元之间的间距为 d , 在天线单元点接收信号为^[6-8]

$$e_{\phi_i}(\phi, \theta) = m_i(t), \quad (8)$$

$$e_{\phi_j}(\phi, \theta) = m_j(t) \exp\left\{-j\frac{2\pi d \cos(\phi_0)}{\lambda}\right\}, \quad (9)$$

其中, d 为天线阵元间距离, λ 为信号波长, 并假设 $D = 2\pi d/\lambda$. 如果 $m_i(t)$ 和 $m_j(t)$ 是振幅为 1 的单位信号, 则根据 (4) 式, 可以得到空间衰落相关的准确表达式.

1) PAS 为截断拉普拉斯分布

$$\begin{aligned} \text{Re}[\mathbf{R}]_{ij} &= J_0(D(i-j)) + 4C_L \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m}(D(i-j)) \cos(2m\phi_0) \\ &\quad \times \frac{\frac{\sqrt{2}}{\sigma_L} + \exp\left(-\frac{\sqrt{2}\Delta}{\sigma_L}\right) \{2m \sin(2m\Delta) - \sqrt{2} \cos(2m\Delta)/\sigma_L\}}{\sqrt{2}\sigma_L \left[\left(\frac{\sqrt{2}}{\sigma_L}\right)^2 + (2m)^2\right]}, \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \text{Im}[\mathbf{R}]_{ij} &= 4C_L \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m+1}(D(i-j)) \sin((2m+1)\phi_0) \\ &\quad \times \left\{ \frac{\frac{\sqrt{2}}{\sigma_L} + \exp\left(-\frac{\sqrt{2}\Delta}{\sigma_L}\right) \{(2m+1) \sin((2m+1)\Delta)\}}{\sqrt{2}\sigma_L \left[\left(\frac{\sqrt{2}}{\sigma_L}\right)^2 + (2m+1)^2\right]} - \frac{\sqrt{2} \cos((2m+1)\Delta)/\sigma_L}{\sqrt{2}\sigma_L \left[\left(\frac{\sqrt{2}}{\sigma_L}\right)^2 + (2m+1)^2\right]} \right\}. \end{aligned} \quad (11)$$

通常在移动通信系统宏小区, 散射体分布距离接收端较远, 使得波达信号收束在较为窄小的范围, 即 σ_L 较小. 因此通过数学近似推导和利用扩展的泰勒级数近似式, 可得在波达信号拉普拉斯分布下, MIMO 接收天线阵列的第 i 单元和第 j 单元之间的接收信号 SFC 可以近似为

$$[\mathbf{R}]_{ij} \approx \frac{c_L e^{jD(i-j) \sin(\phi_0)}}{1 + \frac{\sigma_L^2}{2} [D(i-j) \cos \phi_0]^2}. \quad (12)$$

2) PAS 为高斯分布

$$\begin{aligned} \text{Re}[\mathbf{R}]_{ij} &= J_0(D(i-j)) + C_G \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m}(D(i-j)) \\ &\quad \times e^{-2\sigma^2 m^2} \cos(2m\phi_0) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &\times \text{Re} \left[\text{erf} \left(\frac{\Delta}{\sigma\sqrt{2}} - jm\sigma\sqrt{2} \right) \right. \\ &\quad \left. - \text{erf} \left(-\frac{\Delta}{\sigma\sqrt{2}} - jm\sigma\sqrt{2} \right) \right], \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} \text{Im}[\mathbf{R}]_{ij} &= C_G \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m+1}(D(i-j)) e^{-2\sigma^2(m+1/2)^2} \\ &\quad \times \sin((2m+1)\phi_0) \\ &\quad \times \text{Re} \left[\text{erf} \left(\frac{\Delta}{\sigma\sqrt{2}} - j\sigma\sqrt{2}(m+1/2) \right) \right. \\ &\quad \left. - \text{erf} \left(-\frac{\Delta}{\sigma\sqrt{2}} - j\sigma\sqrt{2} \right) \right]. \end{aligned} \quad (14)$$

同样在 σ 较小时, 表示波达信号收束范围较小. 通过数学近似推导可得在波达信号高斯分布下, 任意相距为 d 的第 i 和第 j 两天线单元间接收衰落信

号相关性可近似表达为

$$[\mathbf{R}]_{ij} \approx C_G \exp \left\{ jD(i-j) \sin \phi_0 \right\} \times \exp \left\{ \frac{(D(i-j)\sigma \cos \phi_0)^2}{2} \right\}. \quad (15)$$

3) PAS为均匀分布

$$\text{Re}[\mathbf{R}]_{ij} = J_0(D(i-j)) + 2 \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m}(D(i-j)) \times \cos(2m\phi_0) \sin(2m\Delta), \quad (16)$$

$$\text{Im}[\mathbf{R}]_{ij} = 2 \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m+1}(D(i-j)) \times \sin((2m+1)\phi_0) \times \text{sinc}((2m+1)\Delta). \quad (17)$$

利用同样的近似方法可推导出在PAS均匀分布下, Δ 较小时任意两天线单元*i*和*j*间接收衰落信号相关性可近似表达为

$$[\mathbf{R}]_{ij} \approx \exp \left\{ jD(i-j) \sin \phi_0 \right\} \times \text{sinc} \left(D(i-j) \cos \phi_0 \Delta \right). \quad (18)$$

因此, 对于 $M \times N$ 的MIMO收发天线阵列, 利用上述公式可得到接收端和发射端的SFC矩阵 \mathbf{R}_r 和 \mathbf{R}_t . 若只考虑接收端的天线阵列元素个数为 N , MIMO接收端接收信号相关衰落矩阵可以写成如下形式:

$$\mathbf{R}_r = \begin{bmatrix} [\mathbf{R}]_{11} & \cdots & [\mathbf{R}]_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ [\mathbf{R}]_{2N} & \cdots & [\mathbf{R}]_{NN} \end{bmatrix}, \quad (19)$$

其中 $[\mathbf{R}]_{ij}$ 表示接收端MIMO天线阵元*i*和*j*间的SFC.

3 衰落相关性矩阵分析与MIMO接收性能

当所观察的天线单元不同时, 即使是在相同的信道状态下, 接收信号的SFC也可能有很大的差别. 因此需得到一般性的结果来描述阵列对不同信道参数的响应. 为了研究MIMO多天线阵列在系统级性能上对波达信号PAS以及信号分布函数标准差的不同响应, 将二进制频移键控(binary phase shift, BPSK)调制模型中应用最大比合并(maximal ratio combining, MRC)时为达到一个目标误码率 P_e 而需要的信噪比门限作为衡量标准.

此时在以上三类波达信号分布下MIMO多天线接收系统的 P_e 的计算式为

$$P_e = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^M \pi_k \left[1 - \sqrt{\frac{\lambda_k}{(1+\lambda_k)}} \right], \quad (20)$$

其中, $\pi_k = \prod_{i=1}^N \left[\frac{\lambda_k}{\lambda_k - \lambda_i} \right]$ ($i \neq k$), λ_k 是SFC矩阵 \mathbf{R}_r 的第*k*个矩阵特征值.

在任意信道状态、任意天线数目以及天线间距下, 我们都可以通过第二节导出的SFC矩阵的特征值分解法来得到所需的特征值. 其特征值分解式为

$$\mathbf{R}_r = \mathbf{U} \boldsymbol{\beta} \mathbf{V}^H, \quad (21)$$

其中, 矩阵 \mathbf{U} 和 \mathbf{V} 是单位矩阵; $\boldsymbol{\beta}$ 是对角矩阵. 如果考虑两单元MIMO多天线阵列, 假设

$$\mathbf{R}_r = \begin{bmatrix} [\mathbf{R}]_{11} & [\mathbf{R}]_{12} \\ [\mathbf{R}]_{21} & [\mathbf{R}]_{22} \end{bmatrix},$$

即可由特征值求解方程式 $|\lambda \mathbf{E} - \mathbf{R}_r| = 0$, 简单直接解出特征值为

$$\lambda_{1,2} = \frac{1}{2} \left\{ ([\mathbf{R}]_{11} + [\mathbf{R}]_{22}) \pm \left[([\mathbf{R}]_{11} + [\mathbf{R}]_{22})^2 - 4([\mathbf{R}]_{11}[\mathbf{R}]_{22} - [\mathbf{R}]_{12}[\mathbf{R}]_{21}) \right]^{1/2} \right\}. \quad (22)$$

已知SFC矩阵的特征值, 可分析和研究在MRC合成分集时输出信噪比 γ 的累积分布函数(cumulative distribution function, CDF) $F(\gamma \leq x)$ 为

$$F(\gamma \leq x) = \frac{1}{\lambda_1 - \lambda_2} \left\{ \lambda_1 \left[1 - \exp \left(-\frac{x}{\lambda_1} \right) \right] - \lambda_2 \left[1 - \exp \left(-\frac{x}{\lambda_2} \right) \right] \right\}. \quad (23)$$

为评价近似算法的有效性和复杂性, 定义了仿真效率评价参数 $\Psi(\mathbf{R}_r^{\text{exact}}, \mathbf{R}_r^{\text{app}})$ (节省计算时间百分比, 即为复杂性评价参数) 和MIMO多天线信道容量分析计算精度评价参数 $\Phi(C^{\text{exact}}, C^{\text{app}})$. 具体定义为

$$\Psi(\mathbf{R}_r^{\text{exact}}, \mathbf{R}_r^{\text{app}}) = \frac{|\text{time}(\mathbf{R}_r^{\text{app}}) - \text{time}(\mathbf{R}_r^{\text{exact}})|}{\text{time}(\mathbf{R}_r^{\text{exact}})}, \quad (24)$$

$$\Phi(C^{\text{exact}}, C^{\text{app}}) = \frac{\sum_{k=2}^N |\text{time}(C^{\text{exact}}) - \text{time}(C^{\text{app}})|^2}{N}, \quad (25)$$

式中, $\mathbf{R}_r^{\text{app}}$ 表示近似计算时接收天线SFC矩阵, $\mathbf{R}_r^{\text{exact}}$ 表示精确计算时接收天线SFC矩阵, C^{app} 表示近似计算时信道容量, C^{exact} 表示精确计算时信道容量, $\text{time}(\cdot)$ 为计算机仿真计算所需时间, N 为MIMO多天线阵列单元数.

4 实验仿真结果与分析

文献[10—12]研究表明MIMO多天线阵列模型通常是根据收发终端具体情况可设计为MIMO ULA, UCA 和Y阵列等模型, 具体如图1所示. 各种MIMO阵列模型均有优缺点, 如Y型阵列可提供 0° 到 360° 全方位和无模糊的二维方位角度信息使得在任何方向上都具有相同的阵列孔径. 为方便分析和仿真, 本文重点分析基于MIMO ULA模型, 在不同波达信号PAS分布条件下MIMO多天线信道SFC近似算法及其复杂性. 分析方法同样可应用于对MIMO UCA和MIMO Y多天线阵列的研究和分析.

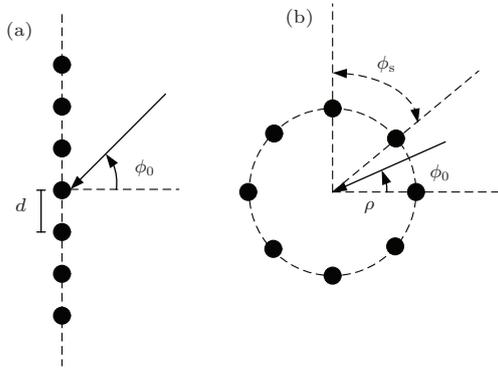


图1 MIMO多天线ULA与UCA (a) ULA; (b) UCA

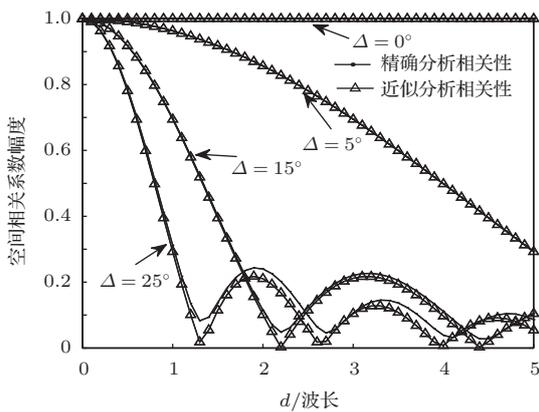


图2 在波达信号PAS为均匀分布时MIMO ULA天线阵元1与2间的SFC系数精确与近似分析比较 ($\phi_0 = 30^\circ$)

图2和图3分别描绘了当天线阵列为MIMO ULA, 波达信号PAS分别为均匀分布和高斯分布情况下, 天线阵元1与2间的SFC系数的精确计算结果和近似计算结果. 图2中波达信号PAS的角度扩展范围 Δ 取值分别为 $\{0^\circ, 5^\circ, 15^\circ, 25^\circ\}$,

图3中波达信号PAS高斯分布角度扩展 σ 分别取 $\{2^\circ, 5^\circ, 15^\circ, 25^\circ\}$. 图4表示当MIMO天线阵列为ULA、PAS为拉普拉斯分布时, 天线阵元1和2间的空间相关性的精确计算结果和近似计算结果. 图4中衰落因子 $a(a = \sqrt{2}/\sigma_L)$ 分别取 $\{3, 10, 25\}$ 以进行比较分析.

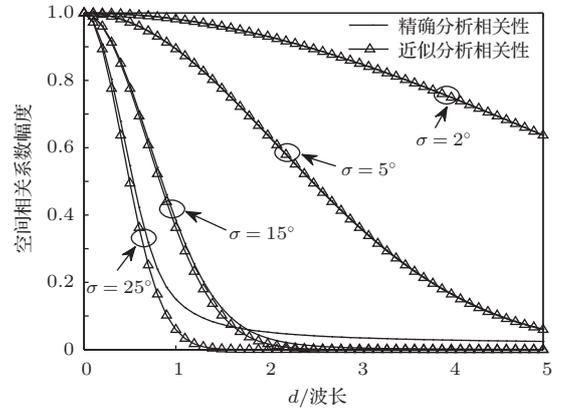


图3 在波达信号PAS为高斯分布时MIMO ULA天线阵元1与2间的SFC系数精确与近似分析比较 ($\phi_0 = 30^\circ$)

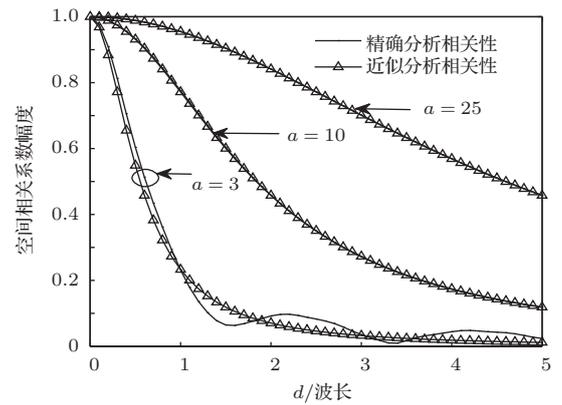


图4 在波达信号PAS为拉普拉斯分布时MIMO ULA天线阵元1与2间的SFC系数精确与近似分析比较 ($\phi_0 = 30^\circ$)

在图2—图4中, 随着天线阵元间的距离增大, 空间相关性逐渐减小. 在给定的天线阵元间距下, 波达信号角度扩展越大, 则空间相关性越小, 其物理意义可以理解为若天线阵元间距越大或者到达信号的角度分布范围越宽, 则MIMO天线阵元之间的相互影响效应越小.

由图2可以看出, 对于均匀分布, 在 $\Delta > 15^\circ$ 的情况, 当天线阵元间距 d 较小时, 近似分析曲线几乎与精确分析曲线重合, 但随着 d 的增大, 近似分析结果会出现一定的误差. 当 $\Delta \leq 5^\circ$ 时, 对于任意的天线阵元间距, 近似分析曲线与精确分析曲线

完全重合. 考察图3和图4可分别得到近似算法结果在 $\sigma \leq 15^\circ$ 和 $a \geq 10$ 时与精确算法结果能较好地符合. 所有结果均显示在波达信号PAS扩展角较大和天线单元间距较大时近似结果存在明显误差, 但是总体趋势上还是与精确结果较为相符. 因此, 近似计算方法对MIMO性能分析具有极其重要的作用, 可节省模拟仿真计算时间. 本文后面将重点讨论近似计算法的精确度和计算复杂度.

MIMO多天线单元接收衰落信号SFC矩阵的特征值关于中心到达角 ϕ_0 的变化如图5所示. 这里, 上标O和U分别表示波达信号PAS为均匀分布和拉普拉斯分布; 上标S和D分别表示MIMO空间(spatial)分集和方向(directional)分集. 由图5可见, 在波达信号PAS为拉普拉斯分布时, 矩阵特征值对 ϕ_0 的曲线是平滑的且呈现以 π 为周期的周期性变化. 不论在MIMO空间分集(omni-spatial)还是方向分集(omni-directional)天线阵列中, 当中心到达角 ϕ_0 为0或 π 时, 两个特征值之间的绝对值之差最大. 在MIMO空间分集的天线阵列中, 当 $\phi_0 = \pm\pi/2$ 时有效阵列天线单元间距使得阵列自由度的利用率最大化. 在MIMO方向分集的天线阵列中, 当波达信号入射角度 ϕ_0 为0或 π 时, 使得两个天线单元的平均有效增益的差距达到最大. 因此, 可以得出当 $\phi_0 = \pm\pi/2$ 时, 最有利于阵列自由度的充分利用和设计高效的MIMO多天线阵列.

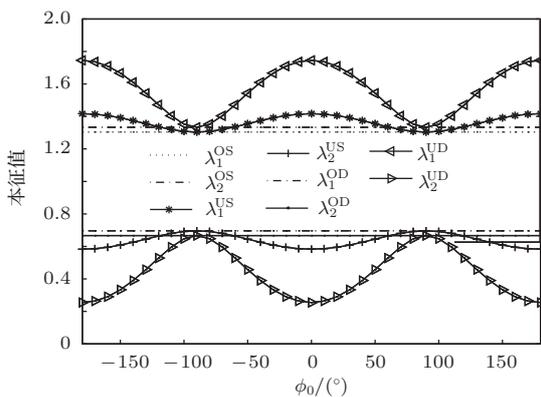


图5 信号衰落相关性矩阵特征值分析 ($d/\lambda = 1/2$)

在MIMO ULA多天线系统单元数为两天线单元和在接收分集MRC合成接收信号、数字信号调制为BPSK时, 数字信号无线传输和MIMO多天线分集接收信号的平均信道容量如图6所示. 从图6可以看出, 增大MIMO多天线阵列单元之间距离 d 时, 平均信道容量增加逐渐趋于最大值. 另外,

当增大波达信号分布参数 σ 时, 接收衰落信号相关性降低, 使得平均信道容量上升, 且曲线的上升坡度越陡峭, 信道容量的值上升得越快. 所以为了获得较小的系统传输误码率, 可以适当增大天线阵列单元间距, 以及合理设计基站布局减少信号大范围反射, 增加波达信号分布函数的角度扩展值.

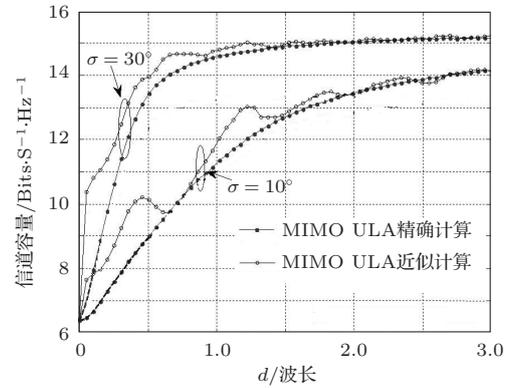


图6 MIMO ULA多天线系统信道容量分析结果 (SNR = 15 dB)

在MIMO多天线接收分集采用MRC时, 对应于不同的信噪比SNR, 多种情况下接收信号的CDF结果如图7所示. 虽然在各种情况下, 衰落信号相关性矩阵特征值的表达式各不相同, 但是由于在各种情况下的平均有效增益(mean effective gain)是相同的, 所以CDF曲线几乎是重合的. 另外在衰落信号相关性值小于0.8—0.9时, 它对MIMO多天线接收分集效应的影响是可以忽略的.

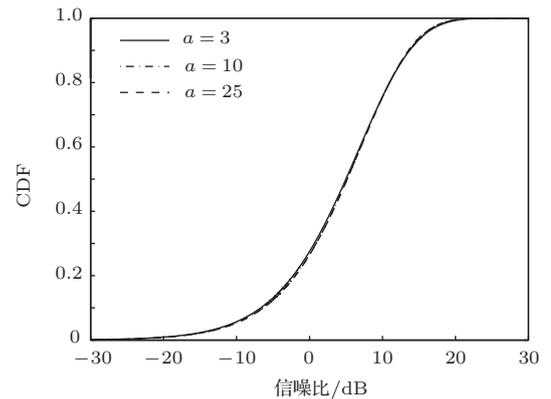


图7 MIMO ULA多天线CDF分析结果

为验证本文计算方法的正确性, 考虑在波达信号PAS为高斯分布、 Δ 为 π 时, 接收信号SFC (13) 和 (14) 式可演变为文献[11]中的特殊情况, 图8给出了此情况下MIMO ULA多天线平均误码率(BER)分析结果 ($d/\lambda = 10/3$). 在 σ 值为

1°, 5° 和 20° 时计算仿真取得与文献 [11] 相同的结果. 结果也显示在 $\sigma \leq 5^\circ$ 时近似算法结果与精确算法结果符合得很好, 从而可大量节省计算时间, 且 σ 越大 BER 计算误差越大.

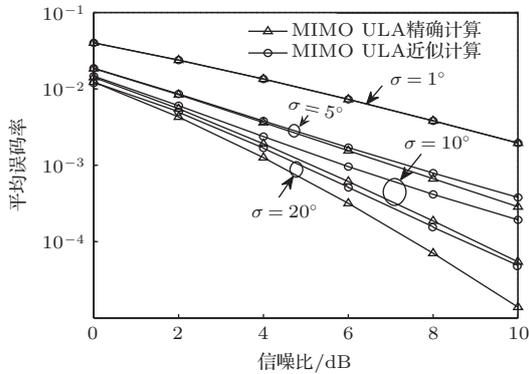


图8 MIMO ULA 多天线 BER 分析结果

MIMO ULA 多天线系统性能的计算与仿真是较为复杂的过程, 特别是阵元天线数较多的情况. 本文提出的衰落信号相关性近似算法能极大地节省计算机计算时间, 提高数值计算效益. 在扩展角 σ 较小时, 在复杂信道 (Gaussian, Rayleigh 和 Nakagami 衰落信道) 中 MIMO 系统的性能仿真均可利用近似算法. 在采用 DELL 工作站 (主频 3.5 GHz) 时, 阵列中任意两阵元间信道相关性近似计算比精确计算可节省时间 75%. 图 9 显示了 MIMO ULA 多天线系统在独立同分布复高斯信道下系统信道容量模拟仿真效率, 其定义为近似计算模拟仿真节省时间与精确计算仿真时间比. 上述结果显示近似计算具有非常好的计算效率和很高的精度, 因此, 本文提出的近似算法可进一步应用于 MIMO 系统的其他性能计算与仿真.

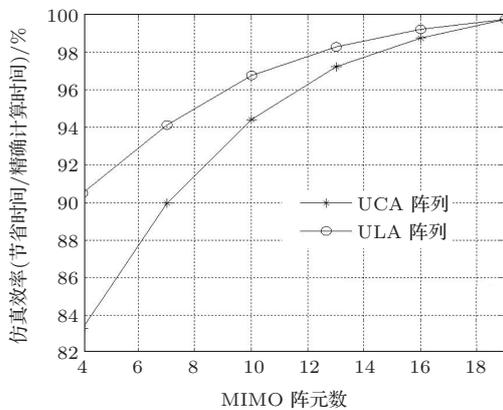


图9 MIMO 系统衰落相关性矩阵近似算法效率

表 1 列出了本文提出的在空间信道建模中 MIMO 多天线信道容量分析计算精度评价参数 Φ . (25) 式定义了精确算法与近似算法所用计算时间之间的均方相对误差. 从表 1 可看出, 在本模型中波达信号 PAS 的方位扩展角较小时, 计算精度高且计算时间节省更多. 本文提出的近似算法在波达信号 AS 小于 25° 时, 其计算精度误差小于 10% 左右. 本文提出的近似方法简单, 理论结果和定性结论一致且精度高. 因此本近似算法适合分析和仿真 MIMO 多天线系统性能, 降低计算复杂性, 极大地提高了仿真效率.

表 1 信道容量有效性精度评价 Φ 参数

参数 $\Delta/(\circ), \sigma/(\circ), a/(\circ)$	波达信号 PAS 分布		
	高斯分布	拉普拉斯分布	均匀分布
5	0.007	0.058	0.009
15	0.067	0.037	0.086
25	0.095	0.005	0.102

本文系统分析了 MIMO 信道中信号的相关性, 研究了相关性对 MIMO 信道性能的影响. 在多种波达信号 PAS 下, 提出多天线 MIMO 阵列的 SFC 近似算法, 定量分析了近似算法在 MIMO 多天线系统分析中的适用性和计算效率, 为多天线设计提供了重要的理论指导和全新的设计思路. 拙劣的天线设计不但降低 MIMO 信道的性能, 还可能损坏收发设备. 因此, 本文研究可在以下三方面指导多天线系统的设计.

1) 充分利用天线分集技术, 保持波达信号的相对独立性, 降低天线自身的空间因素引入的相关性. 设计中根据理论分析结果尽量选取任意两单元间具有低相关性的关键点, 增大多天线单元间的隔离 (包括极化隔离与端口隔离), 降低天线自身引入的相关性.

2) 虽然本文未考虑天线单元的波束方向性, 但研究方法可为考虑不同的空间波束方向图时, 提供理论分析方法. 设计中可考虑加宽天线单元波瓣以尽可能接收方位面向的散射波达信号, 或激发丰富的传播多径, 使之充分有效利用空间资源.

3) 探索高性能低成本的天线单元设计与布局. 由分析结果得知可采用其他特定的多天线布局, 不但提高多天线单元间的隔离, 而且在给定条件下使 MIMO 信道容量最大化, 如将 MIMO 天线单元放置在正六边形顶点以及平行正方体的各边以获得高密度的天线布局.

5 结 论

本文提出了一种通用的空间相关随机MIMO多径信道的建模方法以及信道相关参数近似算法. 信道建模方案具有简单和使用灵活的特点. 模型综合了MIMO多天线接收信道的各种空间波达信号参数, 通过调整MIMO多天线阵列空间参数可以生成符合实际的MIMO多径信道, 适用于对各种MIMO多天线技术的研究. 阐明了MIMO多天线阵列与波达信号SFC之间的关系, 分别分析了波达入射信号的中心到达角和角度扩展对于MIMO ULA系统信道容量的影响. 通过理论计算和仿真实验得出近似算法在特定条件下具有很好的拟合度, 并能极大地减低理论计算复杂性, 提高分析和仿真复杂MIMO多天线系统的效率. 该分析方法亦可用于进一步分析MIMO UCA和MIMO Y多天线阵列, 可成为一个新的研究领域和探讨方向.

参考文献

- [1] Wang R L, Liu M Z, Xiao S, Cai J J, Liu F 2009 *Chin. Phys. B* **18** 5103
- [2] Xiao H L, Ouyang S, Nie Z P 2009 *Acta Phys. Sin.* **58** 6779 (in Chinese) [肖海林, 欧阳缙, 聂在平 2009 物理学报 **58** 6779]
- [3] Intarapanich A, Kafle P L, Davies R J, Sesay A B, Mccrory J G 2007 *IEEE Trans. Veh. Technol.* **56** 3631
- [4] Baltzis K B, Sahalos J N 2009 *Wirel. Pers. Commun.* **51** 329
- [5] Yong S K, Thompson J S 2005 *IEEE Trans. Wirel. Commun.* **4** 2856
- [6] Baltzis K B 2008 *J. Eng. Sci. Technol. Rev.* **1** 83
- [7] Jiang L, Tan S Y 2004 *Electron. Lett.* **40** 1203
- [8] Alsehaili M A S 2010 *Ph. D. Dissertation* (Canada: University of Manitoba)
- [9] Salz J, Winters J H 1994 *IEEE Trans. Veh. Technol.* **43** 1049
- [10] Tsai J A, Buehrer R M, Woerner B D 2002 *IEEE Commun. Lett.* **6** 178
- [11] Tsai J A, Michael R B, Woerner B D 2004 *IEEE Trans. Wirel. Commun.* **3** 695
- [12] Zhang C, Fei S M, Zhou X P 2012 *Chin. Phys. B* **21** 120101
- [13] Forenza A, Love D J, Heath R W 2007 *IEEE Trans. Veh. Technol.* **56** 1924
- [14] Kong S H 2009 *IEEE Trans. Wirel. Commun.* **8** 2609
- [15] Jaafar I, Boujemaa H, Siala M 2008 *Proceeding of International Conference on Signals, Circuits and Systems Ariana, Tunisia, November 7-9, 2008* p1
- [16] Zhou J, Jiang H, Hisakazu K, Shao G F 2014 *Acta Phys. Sin.* **63** 140506 (in Chinese) [周杰, 江浩, 菊池久和, 邵根富 2014 物理学报 **63** 140506]
- [17] Khan N M, Sinsim M T, Ramer R 2006 *The 3rd International Symposium on Wireless Communication Systems Valencia, Spanish, September 6-8, 2006* p616
- [18] Zhou J, Qiu L, Li C, Kikuchi H 2012 *IET Commun.* **6** 2775
- [19] Zhou J, Li C M, Qiu L, Hisakazu K 2012 *J. China Univ. Posts Telecommun.* **19** 1
- [20] Jiang H, Zhou J, Hisakazu K, Shao G F 2014 *Acta Phys. Sin.* **63** 048702 (in Chinese) [江浩, 周杰, 菊池久和, 邵根富 2014 物理学报 **63** 048702]

Approximate analysis of spatial fading correlation for multiple antenna system*

Zhou Jie^{1)2)†} Wang Ya-Lin¹⁾ Hisakazu Kikuchi²⁾

1) (*School of Electronic and Information Engineering, Nanjing University of Information Science and Technology, Nanjing 210044, China*)

2) (*Department of Electronic and Electrical Engineering, Niigata University, Niigata 950-2181, Japan*)

(Received 12 June 2014; revised manuscript received 21 July 2014)

Abstract

Spatial fading correlation (SFC) mainly depends on power azimuth spectrum (PAS) of arrival signals and the transceiver mode of multi-antenna arrays. This paper investigates in depth the approximate algorithm and its complexity in SFC of multi-antenna arrays in a mobile communication system. First, we derive the closed-form formulas for SFCs under three typical PAS: i. e. a uniform distribution, a Gaussian distribution and a Laplace distribution. Based on these theoretical formulas, we study the approximate algorithm when the angle spread in PAS for arrival signals is small. From this, we develop a multi-antenna reception channel model and analyze in detail the impact of the antenna array and electric wave propagation parameters we choose on the capacity of multiple-input multiple-output (MIMO) channel. By using theoretical calculations and simulation experiments, we find that in a particular situation the approximate algorithm provides a good approximation for SFC. Furthermore, a method is used to quantify the applicability and calculation efficiency while analyzing the MIMO multi-antenna array. Finally, it can be concluded that the approximate method has a good approximation in particular situations, and it will greatly reduce the theoretical computational complexity. The method we suggest will improve the efficiency of analyzing and simulating a complex MIMO multi-antenna system.

Keywords: multiple input multiple output, power azimuth spectrum, spatial fading correlation, correlation matrix

PACS: 02.60.Gf, 02.50.Cw, 05.45.Vx

DOI: [10.7498/aps.63.230205](https://doi.org/10.7498/aps.63.230205)

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant Nos. 61372128, 61471153) and the Major Program of the Natural Science Foundation of Institution of Higher Education of Jiangsu Province, China (Grant No. 14KJA510001).

† Corresponding author. E-mail: zhoujie45@hotmail.com