

基于改进的统计信道模型与多天线系统性能分析*

周杰^{1)2)†} 江浩¹⁾ 菊池久和²⁾ 邵根富³⁾

1)(南京信息工程大学, 气象探测与信息处理重点实验室, 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)

3)(杭州电子科技大学自动化学院, 杭州 310018)

(2014年1月14日收到; 2014年4月2日收到修改稿)

为提高电磁信号的到达角度以及多普勒效应等信道参数估计的准确性, 在散射体非均匀分布下引入了散射概率和有效散射体两个物理概念, 提出一种合理的改进型空间信道模型, 该模型能准确地描述宏小区 (macrocell) 和微小区 (microcell) 等各种移动通信环境下的重要空时信道参数, 并应用于多入多出系统 (multiple input multiple output, MIMO) 信道性能仿真中. 数值仿真结果与早期多径衰落信道模型对比, 表明本模型的信道参数估计结果符合理论和经验, 拓展了空间统计信道模型的研究和应用, 对评估多天线 MIMO 系统空时处理算法和仿真无线通信系统提供有力的工具.

关键词: 到达角度, 多普勒效应, 散射概率, 有效散射体

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

DOI: 10.7498/aps.63.140506

1 引言

多径效应是移动通信信道中的小尺度衰落, 是无线信道研究的主要内容之一. 针对各种不同的无线传播环境, 建立能够准确描述多径效应的无线信道模型, 是分析多天线系统信道容量的基础. 同时, 移动通信领域中的信道编码、信道均衡、分集接收以及阵列信号处理等算法的设计以及算法的性能都极大程度地依赖于无线信道的特性, 因此建立一个准确而有效的信道模型是构建移动通信系统的重要步骤. 但建模过程中由于散射体的随机分布导致了信道参数估计的复杂性, 所以常用的建模方法包括基于 Maxwell 方程的各种严格或近似的数值算法以及基于散射体分布的各种空间统计信道模型. 后者因其原理简单和物理概念清晰而且计算量小的特点而备受研究人员的青睐. Ertel 和 Reed^[1] 提出了散射体空间分布圆模型 (ge-

ometrically based single bounce model, GBSBM), Petrus 和 Reed^[2] 提出了椭圆模型 (ellipse based single bounce model, EBSBM). 数值仿真结果表明, GBSBM 模型能估计宏小区 (macrocell) 移动通信环境下重要的参数, EBSBM 模型能估计微小区 (microcell) 移动通信环境下重要的信道参数. 但与实测数据的比较表明, GBSBM 和 EBSBM 模型的估计结果与实测数据不够符合, 准确度较差. 因此文献 [3—9] 提出了散射体高斯 (Gaussian) 分布圆模型以及空心圆环模型 (hollow-disc scatter density model, HSDM), 分析了各种信道模型下波达信号的到达角度. 后来, Zhang 和 Fei^[10] 在分析信号到达角度 (angle of arrival, AOA) 的基础上, 比较了追踪算法和包算法, 表明了追踪算法的优越性. Jiang 和 Tan^[11] 给出了基于瑞利分布 (Rayleigh) 和指数分布 (exponential) 的圆模型, 研究结果表明非均匀散射体分布的假设比较符合物理事实, 即通常来说远处的散射体密度分布比近处的散射体密度

* 国家自然科学基金 (批准号: 61372128)、科技部公益性行业专项 (批准号: GYHY200906053)、江苏省科技支撑计划 (工业) 项目 (批准号: BE20111195) 和江苏省博士后基金 (批准号: 2011-11-010986678) 资助的课题.

† 通讯作者. E-mail: zhoujie45@hotmail.com

分布要小. 过去的研究成果表明了不同的散射体分布模型要么适合于室外 macrocell 或 microcell 或者室内微微小区 (picocell) 小区移动环境, 没有一种模型能全面而且准确灵活地描述各种具体环境下的传播特性, 且这些模型不足之处在于其散射体密度非均匀分布的假设来源于对实测数据的统计. 一般定义模型如果符合哪种实测数据, 就定义和确定模型适合何种移动环境, 缺乏对该信道假设合理的物理解释.

为准确灵活地描述各种移动环境信道的传播特性, 提高电磁信号 AOA 以及多普勒效应 (Doppler spectrum, DS) 等信道参数估计的准确性, 沿用非均匀散射体分布假设, 并在此假设下引入了散射概率 (refraction probability, RP) 和有效散射体 (effective scatterer, ES) 两个物理概念, 提出一种合理的改进型空间信道模型, 该模型能准确地描述宏小区和微小区等各种移动通信环境下的重要空时信道参数, 并应用于多入多出系统 (MIMO) 多天线阵列接收系统信道性能仿真中. 数值仿真结果与早期多径衰落信道模型对比表明, 本模型的信道参数估计结果符合理论和经验. 本文研究拓展了空间统计信道模型的研究和应用, 对评估多天线 MIMO 系统空时处理算法和仿真无线通信系统提供了有力的工具.

2 信道模型与 AOA/TOA 概率密度

2.1 信道模型与等效散射体分布函数

在图 1 所示的空间统计信道模型中, 假设移动台 (mobile station, MS) 和基站 (base station, BS) 之间的距离为 D , 所有散射体非均匀分布在一个以 MS 为坐标原点的圆形散射区域内, 散射区域半径为 R , BS 和 MS 到单个散射体 s 的距离分别为 r_b 和 r_m . 为方便模拟移动通信室外宏小区和微小区或室内微微小区通信环境, 假设 BS 和 MS 均落在在散射体分布的区域内, 且所有散射体与移动台和基站在同一平面上. 其中若 MS 和 BS 存在直达路径 (line of sight, LoS), 则最小时延 $\tau_{\min} = D/c$ (其中 c 为光速) 和最大时延 $\tau_{\max} = (D + 2R)/c$.

在空间信道模型中, 波达信号 AOA/TOA 联合概率密度不等于零的条件式是

$$0 \leq X^2 + Y^2 \leq R^2, \quad (1)$$

图 1 中的相关参量之间的关系式为

$$\begin{aligned} X &= r_b \cos \theta_b - D \\ &= \frac{(c^2 \tau^2 - D^2) \cos \theta_b}{2c\tau - 2D \cos \theta_b} - D, \end{aligned} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} Y &= r_b \sin \theta_b \\ &= \frac{(c^2 \tau^2 - D^2) \sin \theta_b}{2c\tau - 2D \cos \theta_b}. \end{aligned} \quad (3)$$

将 (2) 和 (3) 式代入到 (1) 式中, 经参数变换和推导可得

$$\begin{aligned} 0 &\leq \frac{\left[1 - \left(\frac{c\tau}{D}\right)^2\right]^2}{4\left(\cos \theta_b - \frac{c\tau}{D}\right)^2} - \frac{\left[1 - \left(\frac{c\tau}{D}\right)^2\right]^2 \cos \theta_b}{\cos \theta_b - \frac{c\tau}{D}} + 1 \\ &\leq \left(\frac{R}{D}\right)^2. \end{aligned} \quad (4)$$

文献 [11] 给出了知名的散射体高斯分布模型 (Gaussian scatter density model, GSDM) 和指数分布模型 (exponential scatter density model, ESDM), 模型假设移动台附近的散射体分布密度服从高斯分布或指数分布, 这些假设反映了一个被广泛接受的物理事实, 即通常来说远处的散射体比近处的散射体对信道中电波传播的影响要小, 其分布密度函数表达式为

$$\begin{aligned} f_{r_s, \phi} G(r_s, \phi) &= \frac{1}{2\pi N_G \sigma_G^2} e^{-r_s^2/2\sigma_G^2} \quad 0 \leq r_s \leq R, \end{aligned} \quad (5)$$

$$f_{r_s, \phi}^E(r_s, \phi) = \frac{a}{N_E} e^{-ar_s} \quad 0 \leq r_s \leq R. \quad (6)$$

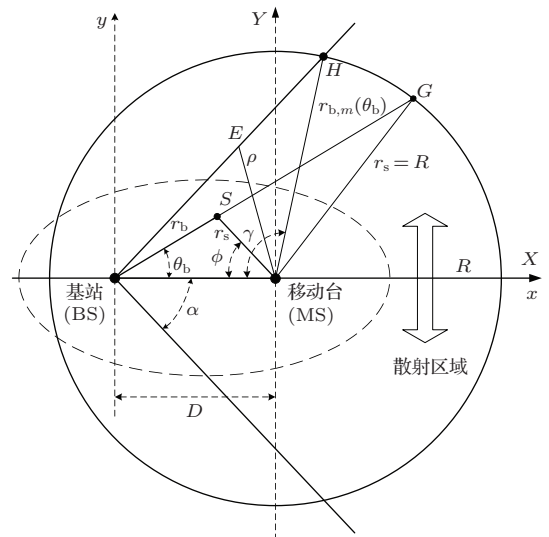


图 1 多天线 MIMO 下的空间统计信道模型

文献 [4] 研究结果证明了散射体高斯分布模型 GSDM 适合于描述移动室外宏小区, 而散射体指数

分布模型 ESDM 适合于室内外微小区环境. 虽然本文同样假设散射体在整个圆形散射区域内遵循高斯和指数分布, 但对反射路径产生条件的认识是: 一条反射路径的产生当且仅当物理上存在一个散射体且该散射体的入射波不被其他散射体阻挡, 即散射体必须被 MS 发出的电波照亮才能产生反射路径. 因此在本文的改进模型中, 散射体随距离 MS 远近不同而以不同概率产生反射路径, 远离 MS 的散射体更容易被 MS 近的散射体阻挡而无法产生反射路径. 定义入射不被阻挡的散射体称为有效散射体 ES, 且一个有效散射体只产生一条反射路径.

本文定义分布在以 MS 为圆心, r_s 为半径的圆上的有效散射体与散射体数量之比的期望为分布在该圆上散射体的散射概率 $P(r_s)$, 其物理意义是距离移动台 r_s 处的散射体能被 MS 发出的电波照亮而成为有效散射体的概率. 沿散射区域半径方向上单位时延增量对应的呈环状分布的散射体层对散射概率的衰减相等. 则散射概率可以表示为

$$P(r_s) = e^{-Lr_s}. \quad (7)$$

因此, 以 r_s 为半径的圆内总的有效散射体数通过积分可得

$$N(r_s) = 2\pi \int_0^{r_s} P(r_s) f_{r_s, \phi}(r_s, \phi) dr_s. \quad (8)$$

所以其累积概率分布 (cumulative density function, CDFs) 为

$$F_{r_s}(r_s) = \frac{N(r_s)}{N(R)}. \quad (9)$$

$F_{r_s}(r_s)$ 对自变量 r_s 求一阶导数, 可得等效散射体分布密度函数为

1) 均匀分布

$$f_{r_s}^U(r_s) = \frac{e^{-Lr_s}}{\int_0^R e^{-Lr} dr} = \frac{e^{-Lr_s}}{N^U}; \quad (10)$$

2) 高斯分布

$$\begin{aligned} f_{r_s}^G(r_s) &= \frac{e^{-(Lr_s+r_s^2/2\sigma_G^2)}}{\int_0^R e^{-(Lr+r^2/2\sigma_G^2)} dr} \\ &= \frac{e^{-(Lr_s+r_s^2/2\sigma_G^2)}}{N^G}; \end{aligned} \quad (11)$$

3) 指数分布

$$f_{r_s}^E(r_s) = \frac{e^{-(L+a)r_s}}{\int_0^R e^{-(L+a)r} dr} = \frac{e^{-(L+a)r_s}}{N^E}. \quad (12)$$

(10)–(12) 式为在不同的散射体分布下, 引入了 RP 和 ES 两个物理概念后的等效散射体分布密

度函数, 其中 N^U , N^G 和 N^E 为归一化常数. 因 (11) 式呈现较好的分布模型, 且均匀分布模型 G-BSBM 和高斯模型 GSDM 以及指数模型 ESDM 均为本分布模型的特例. 因此后面章节均以 (11) 式为基础导出空间信道模型参数, 其分布变化详见图 2.

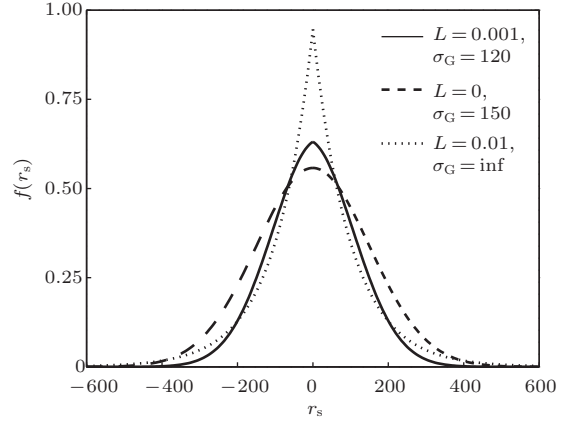


图2 等效散射体密度分布

2.2 AOA/TOA 概率密度

基于图 1 空间统计信道模型, 散射体分布函数 $f_{r_s, \phi}(r_s, \phi)$ 通过坐标转换可表示为 [11]

$$\begin{aligned} f_{X,Y}(X,Y) &= |J(X,Y)| f_{r_s, \phi}(r_s, \phi) \Big|_{\substack{r_s = \sqrt{X^2 + Y^2} \\ \phi = \arctan(Y/X)}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{X^2 + Y^2}} \\ &\quad \times f_{r_s, \phi}(\sqrt{X^2 + Y^2}, \arctan(Y/X)), \end{aligned} \quad (13)$$

其中 $|J(X,Y)|$ 是坐标转换雅可比式 (Jacobian). 联合概率密度 $f_{r_b, \theta_b}(r_b, \theta_b)$ 可以写成

$$\begin{aligned} f_{r_b, \theta_b}(r_b, \theta_b) &= r_b f_{x,y}(x,y) \Big|_{\substack{x=r_b \cos \theta_b \\ y=r_b \sin \theta_b}} \\ &= r_b f_{X,Y}(r_b \cos \theta_b - D, r_b \sin \theta_b). \end{aligned} \quad (14)$$

电磁信号从基站 BS 传播到移动台 MS 时会有一定的时延, 可以表示为

$$\tau = \frac{1}{c} \left(r_b + \sqrt{D^2 + r_b^2 - 2r_b D \cos \theta_b} \right). \quad (15)$$

在方程 (15) 中, BS 与单个散射体 s 的间距可以表示为

$$r_b = \frac{D^2 - \tau^2 c^2}{2(D \cos \theta_b - \tau c)}. \quad (16)$$

因此, 波达信号 AOA/TOA 联合概率密度函数为

$$\begin{aligned} & f_{\tau, \theta_b}(\tau, \theta_b) \\ &= \frac{f_{r_b, \theta_b}(r_b, \theta_b)}{|J(r_b, \theta_b)|} \\ &= \frac{D^2 c + \tau^2 c^3 - 2\tau c^2 D \cos \theta_b}{2(D \cos \theta_b - \tau c)^2} \\ & \quad \times f_{r_b, \theta_b}(r_b, \theta_b), \end{aligned} \quad (17)$$

其中, $r_s = \sqrt{r_b^2 + D^2 - 2r_b D \cos \theta_b}$.

3 波达信号的 AOA 概率密度

3.1 基站 BS 的波达信号 AOA 概率密度

图 1 中如果基站 BS 与散射点 s 的连线延伸与 $r_s = R$ 的边界圆相交于 G 点. 令 $r_{b,m}(\theta_b) = \overline{BSG}$, 则 BS 的波达信号的 AOA 概率密度函数可以表示为

$$\begin{aligned} f_{\theta_b}(\theta_b) &= \int_0^{r_{b,m}(\theta_b)} f_{r_b, \theta_b}(r_b, \theta_b) dr_b \\ &= \int_0^{r_{b,m}(\theta_b)} r_b f_{X,Y}(r_b \cos \theta_b \\ & \quad - D, r_b \sin \theta_b) dr_b, \end{aligned} \quad (18)$$

其中,

$$\begin{aligned} & r_{b,m}(\theta_b) \\ &= D \cos \theta_b + \sqrt{D^2 \cos^2 \theta_b - D^2 + R^2}. \end{aligned} \quad (19)$$

把 (19) 式代入到 (18) 式中, 可以求得 BS 的波达信号 AOA 概率密度函数式. 式中变量 $\theta_b \in [-\pi, \pi]$, 且波达信号 AOA 概率密度函数 $f_{\theta_b}(\theta_b)$ 均值为零, 其角度扩展为

$$\sigma_{\theta_b} = \sqrt{\int_{-\pi}^{\pi} \theta_b^2 f_{\theta_b}(\theta_b) d\theta_b}. \quad (20)$$

3.2 移动台 MS 的波达信号 AOA 概率密度

图 1 中假设基站 BS 指向性天线具有主瓣宽度为 2α 和归一化增益. 如果在 $\alpha = \pi$ 时, 基站 BS 天线设计为全向性天线, 移动台 MS 的波达信号 AOA 概率密度函数恒为常数. 在 $\alpha \leq \pi$ 时, 基站 BS 指向性天线使移动台 MS 的波达信号局限在方向图主瓣 2α 内, 有效散射体区域仅为指向性天线主瓣区域与圆形散射区域的相交并呈现扇形区域.

针对移动台 MS 的波达信号 AOA 概率密度函数, 可以先求解信号 AOA 累积概率函数, 即求解任意有效散射体落在指向性天线主瓣区域和有效散射区域 ΔBEM 的概率比. 图 1 示扇形有效散射区域以直角坐标 x 轴对称, 可以仅求解上半扇形有效区域部分, 其中有关的几何参量之间的关系为

$$\rho = \frac{\sin(\alpha)}{\sin(\alpha + \phi)}, \quad (21)$$

$$\gamma = \arccos\left(\frac{D^2 + R^2 - d^2}{2RD}\right), \quad (22)$$

(22) 式中 d 为 BH 两点的距离, 由计算模型图 1 有 $d = D \cos \alpha + \sqrt{R^2 - D^2 \sin^2 \alpha}$, 求得上半扇形有效散射区域加权面积为

$$\begin{aligned} A_\alpha &= \frac{1}{NG} \left(\int_0^\gamma \int_0^\rho e^{-(Lr_s + r_s^2/2\sigma_G^2)} r_s dr_s d\theta_s \right. \\ & \quad \left. + \int_\gamma^\pi \int_0^R e^{-(Lr_s + r_s^2/2\sigma_G^2)} r_s dr_s d\theta_s \right). \end{aligned} \quad (23)$$

由图 1 可知, 在参数 $0 \leq \phi \leq \pi$ 范围内, 波达信号 AOA 概率密度函数可以分为以下两种情况:

情形 1 当 $0 \leq \phi \leq \gamma$ 时, 有效散射区域 ΔBEM 的加权面积为

$$\begin{aligned} A_1(\phi) &= \frac{1}{NG} \int_0^\phi \int_0^\rho e^{-(Lr_s + r_s^2/2\sigma_G^2)} r_s \\ & \quad \times dr_s d\theta_s, \end{aligned} \quad (24)$$

将 (24) 式除 (23) 式, 再对自变量 ϕ 求一阶导数, 可得 MS 的波达信号 AOA 概率密度函数为

$$\begin{aligned} f_1(\phi) &= \frac{\partial A_1(\phi)/A_\alpha}{\partial \phi} \\ &= \frac{1}{NG A_\alpha} \int_0^\rho e^{-(Lr_s + r_s^2/2\sigma_G^2)} r_s dr_s. \end{aligned} \quad (25)$$

情形 2 当 $\gamma \leq \phi \leq \pi$ 时, 有效散射区域 ΔBEM 加权面积为

$$\begin{aligned} A_2(\phi) &= \frac{1}{NG} \left(\int_0^\gamma \int_0^\rho e^{-(Lr_s + r_s^2/2\sigma_G^2)} r_s dr_s d\theta_s \right. \\ & \quad \left. + \int_\gamma^\phi \int_0^R e^{-(Lr_s + r_s^2/2\sigma_G^2)} r_s \right. \\ & \quad \left. \times dr_s d\theta_s \right), \end{aligned} \quad (26)$$

因此, MS 的波达信号 AOA 概率密度函数为

$$f_2(\phi) = \frac{1}{NG A_\alpha} \int_0^R e^{-(Lr_s + r_s^2/2\sigma_G^2)} r_s dr_s. \quad (27)$$

3.3 多普勒频谱功率谱

针对移动台 MS 的移动特征, 移动通信环境空间信道的时间相关特性的另一种描述是多普勒功

率谱, 多普勒功率谱是信号时间相关的傅里叶变换. 本节就移动台 MS 的运动方向和运动速度, 导出移动台 MS 的多普勒功率谱表达式, 计算了在非均匀散射体分布条件下的多普勒效应, 阐明移动台 MS 的移动方位 ϕ_v , 基站 BS 指向性天线参数与散射体分布概率三者之间的机理关系.

在基站 BS 设计有主瓣夹角为 2α 的指向性天线时, (25) 和 (27) 式导出了移动台 MS 的波达信号 AOA 概率密度函数. 由此可以估算因移动台 MS 的移动特征所产生的信号多普勒频移和功率谱. 假设移动台 MS 以速度 v km/h 和 ϕ_v 方向移动, ϕ_v 矢量定义为 MS 移动方向与直达路径 LoS 之间的夹角. 由经典 Clarke 模型, 多普勒频移的概率密度函数可推导为 [12-15]:

$$f_v(f) = \frac{f_\phi(\phi_v + |\cos^{-1}(f/f_m)|)}{f_m \sqrt{1 - (f/f_m)^2}} + \frac{f_\phi(\phi_v - |\cos^{-1}(f/f_m)|)}{f_m \sqrt{1 - (f/f_m)^2}}, \quad (28)$$

(28) 式中 $f_m = v/\lambda$ 为移动台 MS 的最大多普勒频移, 而 λ 为载波波长, 其中的 $f(\phi)$ 为移动台 MS 的波达信号 AOA 概率密度函数, 则其修正多普勒功率谱为

$$S(f) = \frac{A_0^2}{f_m \sqrt{1 - (f/f_m)^2}} \times \left(f_\phi(\phi_v + |\cos^{-1}(f/f_m)|) + f_\phi(\phi_v - |\cos^{-1}(f/f_m)|) \right). \quad (29)$$

如果移动台 MS 的波达信号 AOA 概率密度函数为常数, (29) 式演变为经典 Clarke U-shaped 多普勒功率谱模型为

$$S(f) = \frac{A_0^2}{\pi f_m \sqrt{1 - (f/f_m)^2}} \quad |f| \leq f_m. \quad (30)$$

4 多天线 MIMO 系统

MIMO 多天线收发系统能够有效利用空间信道中的多径分量, 具有极高的频谱利用率. 系统通过在收发端设置多天线阵列, 利用信道的多径特征能在不增加带宽的情况下成倍地提高通信系统的容量, 且信道可靠性亦大为增强. 但是由于通信设备小型化趋势的发展越来越明显, 紧凑型阵列天线的设计得到更多的关注, 但天线阵元间距的减少会增加阵元相关性, 甚至受到互耦效应的影响. 所以 MIMO 多天线系统性能直接受天线空间结构以及

波达信号 AOA 概率分布影响. 在波达信号 AOA 分布假设为均匀分布、高斯分布以及拉普拉斯分布情况下, 研究了 MIMO 多天线接收阵列信道性能, 缺乏明确的物理概念和真实空间统计信道仿真. 以下研究以图 4 所示的 MIMO 多天线阵列为基础, 分析了在本文所提出的改进空间统计信道模型下的 MIMO 系统性能.

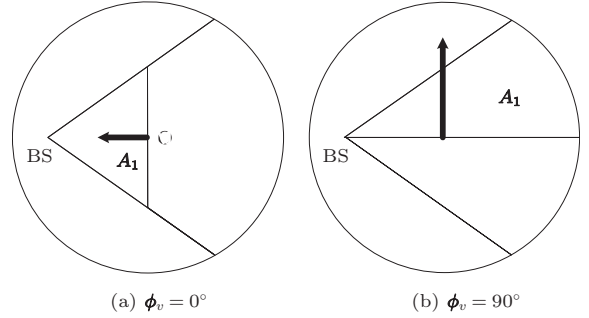


图 3 多普勒频移空间移动示意图 (a) $\phi_v = 0^\circ$; (b) $\phi_v = 90^\circ$

4.1 MIMO 多天线空间信道相关性

MIMO 多天线阵列可以是任意的, 按照天线单元阵元在空间分布形式的不同, 可以分为线性阵 (uniform linear array, ULA) 和圆形阵 (uniform circular array, UCA) 空间阵列等 [16-19]. 线性阵列具有结构简单、圆形阵和矩形阵列具有全方向性特性, 在移动通信领域应用的较多. 在接收 MIMO ULA 时的入射信号空间导向矢量为

$$\mathbf{a}(\theta, \varphi)_{\text{ULA}} = \left[1, e^{j\xi \cos \varphi \sin \theta}, \dots, e^{j\xi(L-1) \cos \varphi \sin \theta} \right]^T, \quad (31)$$

其中, θ 是入射信号在竖直平面上的夹角; φ 是入射信号在水平面上的夹角; $\xi = 2\pi d/\lambda$, d 为天线阵元间距, λ 为入射信号波长, L 为接收端天线数目; $[\cdot]^T$ 表示矩阵转置. 而对于半径为 r 的 UCA, 其导向矢量为

$$\mathbf{a}(\theta, \varphi)_{\text{UCA}} = \left[e^{j\zeta \cos(\varphi - \varphi_0)}, e^{j\zeta \cos(\varphi - \varphi_1)}, \dots, e^{j\zeta \cos(\varphi - \varphi_{L-1})} \right]^T, \quad (32)$$

(32) 式中, $\zeta = 2\pi r \sin \theta/\lambda$ 和 $\varphi_l = 2\pi l/L, l = 0, 1, \dots, L-1$. 在移动通信系统中典型的宏小区环境下无线信道模型可以看作频率非选择性瑞利衰落信道模型, MIMO 信道可以利用多个不同同时延的频率非选择性信道的线性叠加建模. 其信道

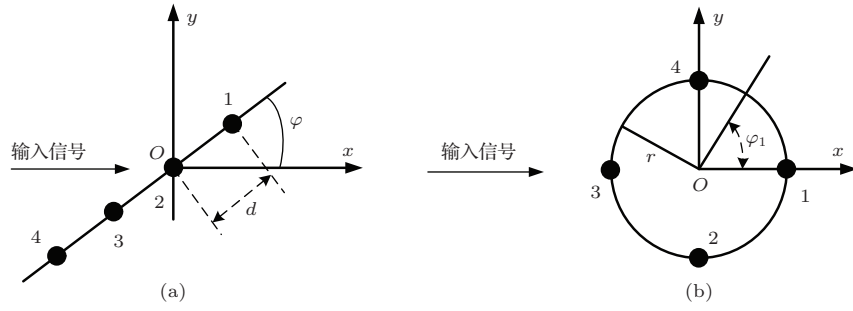


图4 多天线 MIMO ULA 和 UCA 阵列结构

脉冲响应表达式可为

$$h(t) = \sum_{j=1}^{J_{MPC}} a_j(t) \cdot \mathbf{a}(\theta, \varphi), \quad (33)$$

(33) 式中 $a_j(t)$ 为同分布 (independent identically distributed, IID) 的随机变量, J_{MPC} 为发射端天线总数量. 过去较多地直接假设波达信号角度分布符合高斯分布或者拉普拉斯分布, 而去求解阵元之间的相关矩阵. 本文以研究对称空间统计信道模型为基础, 应用移动台 MS 的波达信号 AOA 的概率

密度函数 (25) 和 (27) 式, 设计四单元多天线 MIMO 阵列, 数值计算和分析阵元间的空间相关性. 对于 MIMO 多天线系统, 因收发端使用多天线能显著提高信道容量, 而入射信号未知的空间角度参数直接影响阵列天线的阵元间信道相关性, 进而影响系统性能. 因此, 先研究 MIMO 阵列天线的阵元间空间衰落相关性 (spatial fading correlation function, SFCF). 对于图 4 所示空间结构的 MIMO 阵列天线, 则阵元 m 和 n 之间的空间衰落相关 SFCF 函数可表示为

$$\begin{aligned} \rho(m, n) &= \frac{E\{(h_m - \tilde{h}_m)(h_n - \tilde{h}_n)\}}{\sqrt{E\{(h_m - \tilde{h}_m)^2\}E\{(h_n - \tilde{h}_n)^2\}}} \\ &= \frac{\int_{\varphi} \int_{\theta} \mathbf{a}_m(\theta, \varphi) \mathbf{a}_n^*(\theta, \varphi) \sin(\theta) p(\theta, \varphi) d\theta d\varphi}{\sqrt{\int_{\varphi} \int_{\theta} |\mathbf{a}_m(\theta, \varphi)|^2 \sin(\theta) p(\theta, \varphi) d\theta d\varphi} \cdot \sqrt{\int_{\varphi} \int_{\theta} |\mathbf{a}_n(\theta, \varphi)|^2 \sin(\theta) p(\theta, \varphi) d\theta d\varphi}}, \quad (34) \end{aligned}$$

式中 $E[\cdot]$ 为数学期望, 上标 $(\cdot)^*$ 表示共轭复数, \tilde{h}_m 为阵元 m 接收信号能量均值, $\mathbf{a}_m(\theta, \varphi)$ 和 $\mathbf{a}_n(\theta, \varphi)$ 分别为阵元 m 和 n 的导向矢量. $p(\theta, \varphi)$ 即为波达信号 AOA 的三维空间分布概率函数, 如果仅考虑方位角平面, 此函数即为 (25) 和 (27) 式.

4.2 MIMO 多天线信道容量

在移动通信系统性能分析中, 信道容量在根本上决定了无线系统的性能, 对于系统设计具有重要的意义. 许多文献研究了在 IID 复高斯信道模型, 奠定了 MIMO 信道容量分析的理论基础 [20-22]. 本节利用基于 EVS 阵列的 MIMO 天线的空间特性以及功率传输特性, 分析 EVS 阵列对 MIMO 信道容量的影响. 随机 MIMO 信道的信道容量是随机变量, 通常利用各态历经容量和互补累积分布函数来

描述随机 MIMO 信道容量的统计特性. 假设发射端不具有任何的信道信息, 则发射功率将均匀分配在每个发射元上, 此时一个突发 (burst) 时间内信道容量的统计均值为

$$\bar{C} = E \left[\log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_r} + \frac{P}{N_t \sigma^2} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \right], \quad (35)$$

式中 \bar{C} 单位为比特/秒/赫兹 ($\text{bits} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$), \mathbf{I}_{N_r} 为单位矩阵, P/σ^2 为信道信噪比 SNR. 对于空间相关的 MIMO 信道, 信道矩阵 \mathbf{H} 可利用接收阵列和发射阵列的空间相关矩阵以及 IID 信道表示为

$$\mathbf{H} = \mathbf{R}_r^{1/2} \mathbf{H}_w (\mathbf{R}_t^{1/2})^T, \quad (36)$$

式中 \mathbf{R}_r 为接收端的阵元间相关矩阵, \mathbf{R}_t 为发射端阵元间相关矩阵. 上标 T 和 H 分别表示矩阵的转置和矩阵的共轭转置. 因 \mathbf{H}_w 假设为 IID 信道, 满足

以下性质

$$E\left[\mathbf{H}_w\right]_{i,j} = 0, \quad E\left[\left|\left[\mathbf{H}_w\right]_{i,j}\right|^2\right] = 1, \quad (37)$$

以及

$$E\left[\left[\mathbf{H}_w\right]_{(i,j)} \cdot \left[\mathbf{H}_w\right]_{(m,n)}^*\right] = 1$$

$$i \neq m, \quad j \neq n. \quad (38)$$

将(38)式代入(35)式,得

$$\bar{C} = E\left[\log_2 \det\left(\mathbf{I}_{N_r} + \frac{P}{N_t \sigma^2} (\mathbf{R}_r)^{1/2}\right.\right.$$

$$\left.\left. \times \mathbf{H}_w \cdot \mathbf{R}_t \cdot \mathbf{H}_w^H \cdot (\mathbf{R}_r)^{1/2}\right)\right]. \quad (39)$$

如果 N_t 为发射端天线数量和 N_r 为接收端天线数量相同, 且 R_r 矩阵满秩和 R_t 矩阵为单位矩阵, 在高信噪比 SNR 下信道容量可近似为

$$\bar{C} \approx E\left[\log_2 \det\left(\frac{P}{N_t \sigma^2} \cdot \mathbf{H}_w \mathbf{H}_w^H\right)\right.$$

$$\left. + \log_2 \det(\mathbf{R}_r)\right]. \quad (40)$$

5 数值结果与分析

本文所提出的散射体分布在空间统计信道模型下的 AOA/TOA 联合概率密度分布如图 5 所示. 从图中可发现, 波达信号的概率密度基本上是在小角度 ($\theta_b = 0^\circ$) 和最小时延 ($\tau_0 = D/c$) 处. 由于空间结构的对称性 (详见图 1), 使得 AOA/TOA 概率分布图被挖掉时延所不存在的两部分区域, 且左右处于对称状态. 另外图中还显示了联合概率函数值在 $(\tau^p, \pm\theta^p)$ 点达到峰值, 其中 $\tau_p = \tau_{\text{LoS}}^+$ ($\tau_{\text{LoS}} = D/c$) 和 $\theta_p = 0^+$. 图 5 的仿真结果符合 Jiang 和 Tan^[11] 的研究, 表明此结果适用于描述室内外对称空间信道参数.

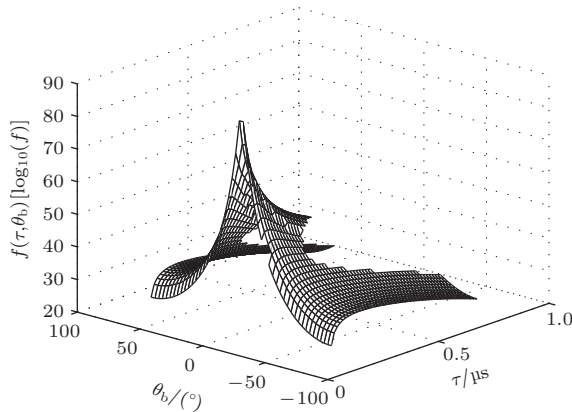


图5 AOA/TOA 联合概率密度分布 ($R = 100 \text{ m}$, $D = 50 \text{ m}$, $L = 0.01$, $\sigma_G = 120$, $\alpha = 60^\circ$)

在本文所研究的对称空间信道模型中, 图 6 所示为散射体高斯分布、指数分布以及本文所提出的散射体分布对基站 BS 的波达信号 AOA 概率密度分布的影响, 在 $(0, \alpha)$ 范围内 $r_{b,m}(\theta_b)$ 的值始终减小, 使得 BS 的波达信号 AOA 的概率密度一直呈现递减的趋势; 由于空间结构的对称性, 故在 $(-\alpha, 0)$ 范围内的情况类似. 从图中还可以发现, 无论是高斯分布、指数分布还是本文所提出的散射体分布情况, BS 的接收信号基本上是在小角度 ($\theta_b = 0^\circ$) 处, 而在大角度处其概率密度较小. 图 6 的仿真结果与 Janaswamy^[4] 的研究相一致, 表明此结果符合理论和经验.

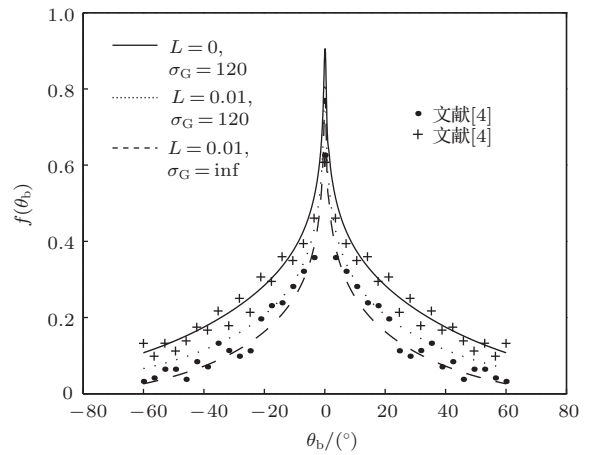


图6 基站 BS 的波达信号 AOA 概率密度分布 ($R = 100 \text{ m}$, $D = 50 \text{ m}$, $\alpha = 60^\circ$)

图 7 示散射体高斯分布、指数分布以及本文所提出的散射体分布对 MS 的波达信号 AOA 概率密度分布的影响. 在 $(0, \gamma)$ 范围内 ρ 的值先减小后增加, 使得波达信号 AOA 的概率密度分布呈现先下降后增加的趋势; 而在 (γ, π) 内 $\rho = R$ 不变, 故其概率密度分布始终为常数. 结合图 6 可以发现, 无论是基站 BS 还是移动台 MS 的波达信号 AOA 概率密度分布, 本文所提出的散射体分布情况下的波达信号的概率密度比在高斯分布情况下的小, 而比指数分布下的大. 因此, 得出结论: 可以通过适当地调节散射体分布参数 L 和 σ_G , 将本文所提出的散射体分布灵活地转变为高斯分布或者指数分布, 从而可以准确方便地描述宏小区和微小区等各种移动通信环境下的重要空时信道参数.

散射体高斯分布、指数分布以及本文所提出的散射体分布对多普勒功率分布的影响如图 8 所示. 从图中可以发现, 当 $\phi_v = 0^\circ$, 即 MS 沿着 LoS 传播

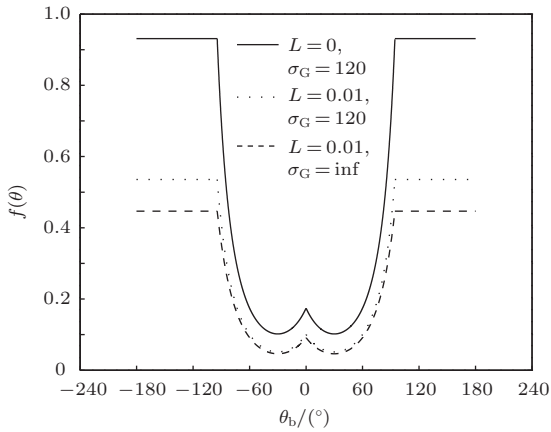


图7 移动台MS的波达信号AOA概率密度分布 ($R = 100\text{ m}$, $D = 50\text{ m}$, $\alpha = 60^\circ$)

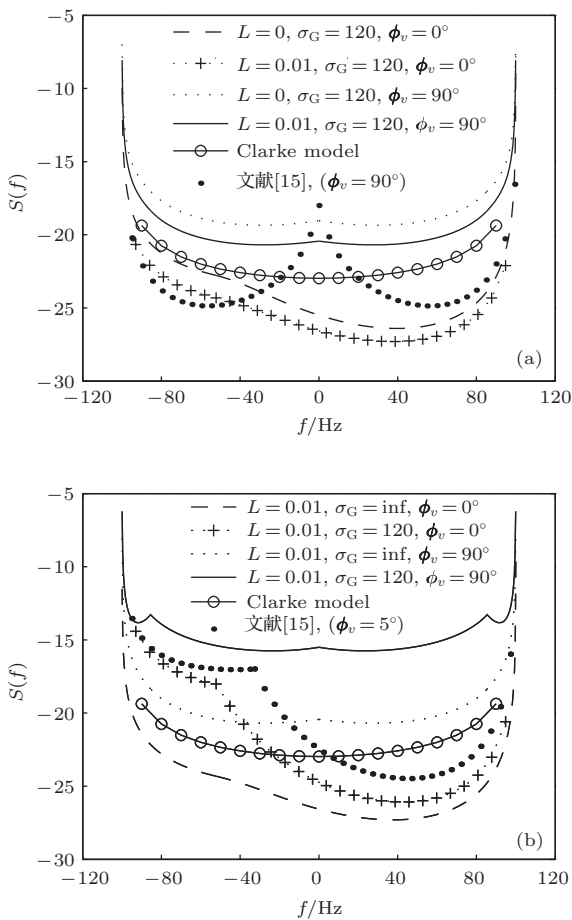


图8 移动台MS的运动方向 ϕ_v 在各种散射体分布下对多普勒功率谱分布的影响 ($R = 100\text{ m}$, $D = 50\text{ m}$, $\alpha = 60^\circ$, $v = 54\text{ km/h}$, $f_m = 100\text{ Hz}$)

路径向BS的方向运动时,波达信号的多普勒功率谱左右倾斜并呈现非对称形状,且反向频移上的比量逐渐较大^[2];而当 $\phi_v = \pi/2$,即MS垂直于直达路径LoS运动时,多普勒功率谱分布关于频率零点左右对称,且其能量主要集中在频率零点附近(详

见图3)。从图中还可以发现,无论是 $\phi_v = 0^\circ$ 还是 $\phi_v = \pi/2$,本文提出的散射体分布下MS的多普勒功率谱比在高斯分布情况下的小,而比指数分布情况下的大,说明了即使在多普勒功率谱的研究上,本文所提出的散射体也可以很好地替代高斯分布以及指数分布。另外,图8的仿真结果与Jiang等^[15]的实验数据($\phi_v = 5^\circ$ 以及 $\phi_v = 90^\circ$)分析相符合,表明了此结果适用于描述室内微小区移动通信环境下的信道参数。

图9为散射体高斯分布、指数分布以及本文所提出的散射体分布对MIMO ULA阵列单元(1,2)间的空间衰落相关性系数的影响。数值仿真结果显示空间相关性随着阵元间距 d/λ 的增大而减小,且在 d 从0变到 0.5λ 时,阵元(1,2)间的相关性快速下降,继在 0.5λ 之后,相关性逐渐接近极限值,以小振幅振荡平稳减少。如果基站BS指向性天线的主瓣宽度 α 变大,则ULA线性阵列的阵元间距变大,即紧凑性变弱而使得信道的相关性减小。从图中我们可以发现,在主瓣夹角 α 相同时,所提出的散射体分布的相关性值比高斯分布情况下的要小,但是大于指数分布下的相关性。

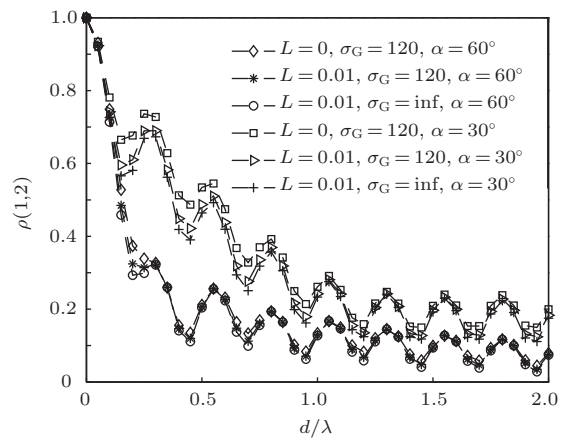


图9 多天线MIMO ULA阵列的空间相关性分布 ($R = 100\text{ m}$, $D = 50\text{ m}$)

在多径衰落信道中,MIMO系统天线阵列配置应尽可能地占据足够的空间以减少两阵元间的相关性,并考虑整体阵列结构,使得相关性矩阵 \mathbf{H} 诸元素均尽可能较小,才能最有效地提高系统的信道容量。图10为散射体高斯分布、指数分布以及本文所提出的散射体分布对四单元多天线MIMO ULA线性阵列的信道容量分布的影响。从图中可以发现,在两阵元间距 d 较小时,由于阵元相关性较大使信道容量较小。在天线阵列间距 d 从0变到 0.5λ

时, 阵元间相关性系数快速降低, 使其信道容量快速变大, 继在 0.5λ 后信道容量逐渐接近极限值, 以小幅振荡平稳增长到容量饱和. 从图中我们可以发现, 若夹角 α 增大, ULA 阵列的相关性变弱, 容量变大. 结合图 9 可以发现, 在夹角 α 相同时, 本文提出的散射体分布下的容量比在散射体高斯分布情况下的大, 但是小于指数分布情况下的信道容量.

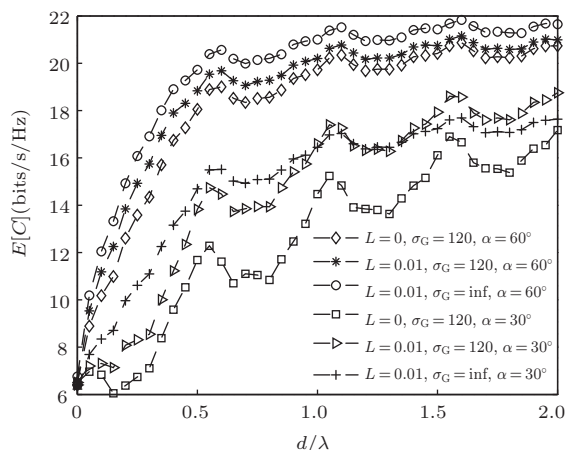


图 10 多天线 MIMO ULA 阵列的空间信道容量分布 ($R = 100$ m, $D = 50$ m, $N_r = 4$, SNR = 20 dB)

6 结 论

针对智能指向性天线下的室内外特殊环境造成的对称空间多径衰落信道, 本文研究了多天线 MIMO 的空间统计信道模型. 为提高对信号到达角度 AOA 以及多普勒效应等信道参数估计的准确性, 在散射体非均匀分布情况下引入散射概率 RP 和有效散射体 ES 两个物理概念, 提出一种合理的改进型空间信道模型. 数值仿真结果比较了散射体高斯分布、指数分布以及本文所提出的散射体分布情况对基站 BS 和移动台 MS 的波达信号 AOA 概率密度、移动台 MS 的多普勒功率谱、多天线 MIMO ULA 线性阵间的信道空间衰落的相关性以及 MIMO 分集接收信道容量的分布的影响. 分析结果显示, 可以通过适当地调节散射体分布参数 L 和 σ_G , 将本文所提出的散射体分布灵活地转变为高斯分布或者指数分布, 从而准确方便地描述宏小区和微小区等各种移动通信环境下的重要空时信道参数, 拓展了空间统计信道模型的应用研究, 为

评估 MIMO 系统空时处理算法和仿真无线通信系统提供了有力的工具.

参考文献

- [1] Ertel R B, Reed J H 1999 *IEEE J. Sel. Areas Commun.* **17** 1829
- [2] Petrus P, Reed J H 2002 *IEEE Trans. Commun.* **50** 495
- [3] Olenko A Y, Wong K T 2005 *IEEE Signal Proc. Lett.* **12** 516
- [4] Janaswamy R 2002 *IEEE Trans. Commun.* **1** 488
- [5] Utschick G C 2013 *IEEE J. Sel. Areas Commun.* **31** 149
- [6] Khan N M, Simsim M T, Ramer R 2006 *International Symposium Wirel. Commun. Systems* Valencia, Spain, Sept. 6–8, 2006
- [7] Kong S H 2009 *IEEE Trans. Wirel. Commun.* **8** 2609
- [8] Jaafar I, Boujemaa H 2008 *Proc. International Conf. on Signals, Circuits and Systems* Monastir, Tunis, Nov. 7–9, 2008
- [9] Zhou J, Qiu L 2012 *IET Commun.* **6** 2775
- [10] Zhang C, Fei S M, Zhou X P 2012 *Chin. Phys. B* **21** 120101
- [11] Jiang L, Tan S Y 2007 *IEEE Trans Veh. Technol.* **56** 3587
- [12] Yang D G, Luo Y G, Li B, Li K Q, Lian X M 2010 *Acta Phys. Sin.* **59** 4738 (in Chinese) [杨殿阁, 罗禹贡, 李兵, 李克强, 连小珉 2010 物理学报 **59** 4738]
- [13] Le T, Cui Y F 2012 *International Conf. Consumer Electronics Commun. and Networks* Yichang, China, April 21–23 2012
- [14] Du J, Ren D M 2013 *Chin. Phys. B* **22** 2
- [15] 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]
- [16] Nakabayashi H, Igarashi S 2012 *IEEE 75th Trans Veh. Technol. Conf.* Yokohama Japan, May 6–9, 2012
- [17] Zhong D, Li Z M 2012 *IEEE Trans. Consumer Electronics* **3646** 2012
- [18] Li Z H, Luan F Y 2012 *IEEE Wireless Commun. Network Conf.* Shanghai, China, April 1–4, 2012
- [19] Wang H S, Zeng G H 2008 *Chin. Phys. B* **17** 4451
- [20] Tsalolihini E, Bilik I, Blaunstein N 2011 *Proc. of European Conf. Antennas and Propagation* Rome, Italy, April 11–15 2011
- [21] Yong S K, Thompson J S 2005 *IEEE Trans. Wireless Commun.* **4** 2856
- [22] Xiao H L, Ouyang S, Nie Z P 2009 *Acta Phys. Sin.* **58** 6779 (in Chinese) [肖海林, 欧阳缮, 聂在平 2009 物理学报 **58** 6779]

Geometrical statistical channel model and performance investigation for multi-antenna systems in wireless communications*

Zhou Jie^{1)2)†} Jiang Hao¹⁾ Hisakazu Kikuchi²⁾ Shao Gen-Fu³⁾

1) (*Laboratory of Meteorological Observation and Information Processing, Nanjing University of Information Science and Technology, Nanjing 210044, China*)

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

3) (*Department Of Automation, Hangzhou University of Electronic Science and Technology, Hangzhou 310018, China*)

(Received 14 January 2014; revised manuscript received 2 April 2014)

Abstract

For testing an adaptive array algorithm in cellular communications, we develop a geometry based statistical channel model that provides the statistics of angle-of-arrival and doppler spectra of the multi-path components, into which introduced are the new concepts of effective scatterers and reflection probability. This channel model is suitable for describing the outdoor and indoor propagation environments, which is applied to the performance of multiple input multiple output (MIMO) system. A comparison between our theoretical calculations and customary results shows that the analysis is correct and applicable to microcell environments, which can promote the research of the statistical channel models and provide accurate and flexible channel models for the MIMO multi-antenna systems.

Keywords: angle of arrival, Doppler spectra, refraction probability, effective scatterer

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

DOI: [10.7498/aps.63.140506](https://doi.org/10.7498/aps.63.140506)

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 61372128), Non-profit Industry Fund by Ministry of Science and Technology of China (Grant No. GYHY200906053), Scientific and Technological Support Project (Industry) of Jiangsu Province, China (Grant No. BE2011195) and Jiangsu Postdoctoral Foundation Fund, China (Grant No. 2011-11-010986678).

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