

三维空间 MIMO 信道接收天线阵列互耦效应及系统容量分析

周杰^{1,2}, 陈靖峰¹, 邱琳¹, 菊池久和²

(1. 南京信息工程大学 电子与信息工程学院, 江苏 南京 210044; 2. 日本国立新潟大学 工学部电气电子工学科, 日本 新潟 950-2181)

摘要: 针对非频率选择性瑞利衰落 MIMO(multiple-input multiple-output)信道, 建立了接收天线阵列的三维空间信道模型, 将 MIMO 的一般信道建模推广到三维空间域。在建模过程中利用天线阵列在互耦效应下的等效网络模型, 推导出三维空间域模型下的互耦相关性的通用表达式, 阐明了互耦效应下相关性与无互耦相关性之间的关系。应用通用表达式分析了当接收端为不同的天线阵列结构时, 入射信号的中心到达角和角度扩展分别对于在互耦效应下信道容量的影响。分析结果验证了不同的角度扩展对于互耦相关性的影响, 揭示了在互耦效应下影响系统容量的主要因素为入射信号的平均中心到达角。

关键词: 天线阵列; 信道模型; 互耦效应; 信道容量; 角度扩展

中图分类号: TN911.6

文献标识码: A

文章编号: 1000-436X(2012)06-0001-10

Effect of mutual coupling and antenna correlation on MIMO system in three-dimensional spatial channel models

ZHOU Jie^{1,2}, CHEN Jing-feng¹, QIU Lin¹, HISAKAZU Kikuchi²

(1. College of Electronic & Information Engineering, Nanjing University of Information Science and Technology, Nanjing 210044, China;

2. Dept. Of Electronic and Electrical Engineering, Niigata University, Niigata 950-2181, Japan)

Abstract: A channel model for frequency nonselective Rayleigh fading MIMO channel was set up and the channel model setting was extended to three-dimensional space. The mutual coupling between antenna elements was analyzed based on the equivalent network model of the multiple-antenna. The general spatial correlation expressions of channel model with the impact of mutual coupling were derived in the three-dimensional spatial channels. When the receivers were different antenna arrays, the effect of the angular parameters associated with the mean azimuth of arrival(MAOA), azimuth spread(AS), meant elevation of arrival(MEOA) and elevation spread(ES) on the MIMO system capacity was investigated. Numerical results verify the impact of different angle spread on spatial correlation with the mutual coupling and indicate that the system capacity is more dependent on the MAOA and MEOA than the AS and ES.

Key words: antenna arrays; channel model; mutual coupling; channel capacity; angle spread

收稿日期: 2011-11-02; 修回日期: 2012-04-10

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61072137); 江苏省科技支撑计划(工业)基金资助项目(BE2011298); 江苏省高校自然科学基金计划基金资助项目(08KJB510009); 教育部留学基金委启动基金资助项目(20071108); 江苏省六大高峰人才基金资助项目(2008-118); 江苏省博士后基金资助项目(2011-11-010986678)

Foundation Items : The National Natural Science Foundation of China (61072137); Scientific & Technological Support Project(Industry) of Jiangsu Province(BE2011298); Project Sponsored by Jiangsu Provincial Research Scheme of Natural Science for Higher Education Institute(08KJB510009); The National Overseas Study Support Foundation Item(20071108); The Six Kinds of Top Talent of Jiangsu Province(2008-118); Jiangsu Postdoctoral Foundation Fund (2011-11-010986678)

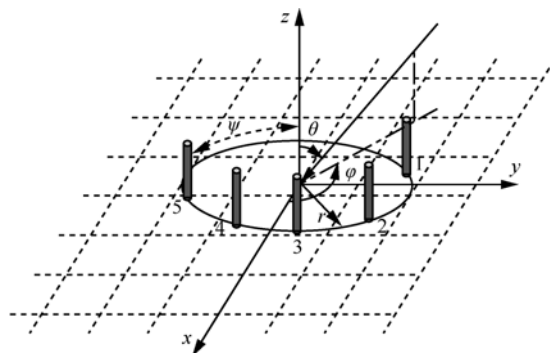
1 引言

随着无线电频谱资源日益紧张，多输入多输出(MIMO)天线收发系统能够利用空间信道中有效的多径分量，提高频谱利用率和有效地抑制干扰。MIMO 系统在收发两端同时使用阵列天线，可以有效地提高系统的容量。研究表明 MIMO 系统的容量取决于信道矩阵的秩，而信道矩阵的秩依赖于天线端口处信号衰落的相关性，所以天线阵元间相关性是决定信道容量的关键因素。近年已有大量的研究成果，研究考虑不同的信道环境对于接收端天线阵元间相关性的影响。SALZ.J^[1]和 JIANN-AN^[2]推导了当入射信号的能量分布为均匀分布和拉普拉斯分布的情况下，均匀线形阵列天线和均匀圆环阵列天线阵元间的相关性函数。研究表明之前对于相关性的大多数信道模型均局限于中心到达方位角(AOA, angle of arrival)的二维平面空间，但很多工程实际测量结果显示在三维环境中，中心到达俯仰角(EOA, elevation of arrival)对系统性能和相关性具有显著的影响。工程测量表明在 EOA 大于 10° 情况下，入射信号中约含有总能量的 65%^[3]，当 EOA 在 0° ~ 10° 之间时，入射信号中含有总能量的 90%^[4]。因此为了更好地研究 MIMO 相关性信道建模、系统性能评估以及构建合理的通信系统，建立三维空间域信道模型对于 MIMO 系统的研究和应用具有重要的实际意义。

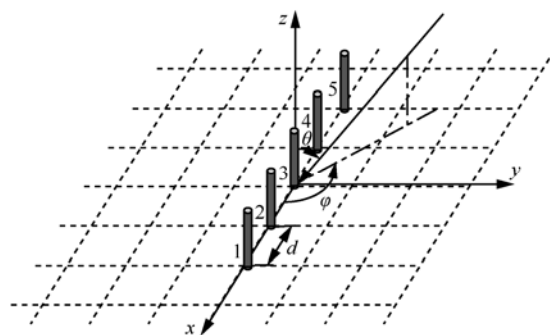
为了获得更加丰富的多径分量，在 MIMO 技术中多天阵列可以分别被应用于基站(BS, base station)和移动台(MS, mobile station)。提高系统性能的主要方法之一是使 BS 端和 MS 端阵列天线单元间有充分的间距以便能够得到更多非相关衰落信号。在基站端 BS 扩大天线阵元间距不是一个显著的问题，但随着通信设备小型化的发展趋势将导致移动端 MS 天线阵列中阵元间距的减小，通常需要设计结构紧凑的阵列天线。研究表明当天线阵元间距较小时，阵列中的天线方向图会受到临近天线阵元的电磁辐射影响而发生畸变，即天线阵元间的互耦效应^[5]。终端小型化使得互耦效应对于天线阵元间相关性的影响不可忽视，进而对系统的接收性能产生一定影响^[6,7]。为了正确评估紧凑型阵列天线的系统性能，必须着重考虑天线间的互耦效应^[8,9]。SVANTESSON.T^[10]分析了信道矩阵和信噪比(SNR, signal-to-noise

ratio)对于系统性能的综合影响。LI.X^[11]推导出互耦效应下天线阵元间均匀功率分配时，阵元间相关性表达式，揭示出其结果围绕在无互耦相关性周围波动变化规律。

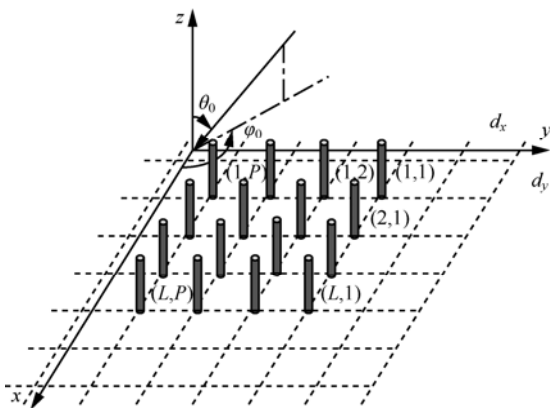
在以上研究的基础上，将二维的 MIMO 物理信道模型推广到三维空间域信道建模，以接收端阵列天线分别为均匀圆环阵列(UCA, uniform circular array)、均匀线形阵列(ULA, uniform linear array)和均匀矩形阵列(URA, uniform rectangular array)的情况下，如图 1 所示，分别导出其阵元间相关性数学解析表达式。



(a) 均匀圆环阵列 UCA 三维空间接收模型



(b) 均匀线性阵列 ULA 三维空间接收模型



(c) 均匀矩形阵列 URA 三维空间接收模型

图 1 MIMO 接收天线时三维接收信号模型

并在考虑互耦效应的情况下, 推导出 3 种阵列天线阵元间相关性的一般表达式。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。文中利用此表达式, 分析了当天线阵元间距较小时多个角度参数(平均中心到达方位角(MAOA, mean azimuth of arrival)、方位扩展角(AS, azimuth spread)、平均中心到达俯仰角(MEOA, meant elevation of arrival)和俯仰扩展角(ES, elevation spread))对于阵元间相关性的影响。在数值仿真中分别以其中 2 个因子作为相关性函数的参数来研究比较, 分别得到各参数对于系统性能的影响。本文随后分析了在不同角度参数下互耦效应对 MIMO 系统容量的影响, 并通过数值仿真得到验证。

2 三维 MIMO 天线阵列与理论分析

2.1 三维信道入射信号矢量

在移动通信系统中, 典型的宏小区(macrocell)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延迟的频率非选择性信道的线性叠加建模^[1,2]。其信道脉冲响应表达式为

$$h(t) = \sum_{j=1}^{J_{MPC}} a_j(t) \cdot \alpha(\theta_j) \quad (1)$$

其中, $a_j(t)$ 为同分布(i.i.d)的随机变量, 均值为零。 $\alpha(\theta)$ 为各种阵列天线的入射信号矢量, J_{MPC} 为发射端天线总数量。各种角度参数为标量, 由矢量 $\theta = [\theta, \varphi, \gamma, \eta]^T$ 给出。

如图 1 所示, 其中, $0 \leq \varphi \leq 2\pi$ 为入射信号在 xoy 平面上的投影与 x 轴正向逆时针方向的夹角, 定义为入射信号的方位角; $0 \leq \theta \leq \pi$ 为入射信号在 yoz 平面的投影与 y 轴正向顺时针方向的夹角, 定义为入射信号的俯仰角。 $0 \leq \gamma \leq \pi/2$ 和 $-\pi \leq \eta \leq \pi$ 分别为辅助极化角和极化相位差。如果假设各天线阵元为垂直极化, θ 仅取决于方位角 φ 和俯仰角 θ 。ULA 的入射信号矢量可表示为

$$\alpha(\theta, \varphi)_{ULA} = [1, e^{jk_w d \cos \varphi \sin \theta}, \dots, e^{jk_w d(L-1) \cos \varphi \sin \theta}]^T \quad (2)$$

其中, L 为接收端天线阵元数量, d 为天线阵元间距, $k_w = 2\pi/\lambda$, λ 为入射信号波长, $[\cdot]^T$ 为转置矩阵。UCA 的入射信号矢量可表示为

$$\alpha(\theta, \varphi)_{UCA} = \begin{bmatrix} e^{j\zeta \cos(\varphi-\psi_0)}, e^{j\zeta \cos(\varphi-\psi_1)}, \dots, \\ e^{j\zeta \cos(\varphi-\psi_l)}, \dots, e^{j\zeta \cos(\varphi-\psi_{L-1})} \end{bmatrix}^T \quad (3)$$

其中, $\psi_l = 2\pi l/L, l=1, \dots, L-1$ 为第 l 天线单元的单位方位角, $\zeta = k_w r \sin(\theta)$ 。对于位于 xoy 平面上的 $N \times M$ 阵元的 URA 天线阵列, 其入射信号矢量为

$$\alpha(\theta, \varphi)_{URA} = \text{vec}(\alpha_N(\mu) \alpha_M^T(\nu)) \quad (4)$$

其中, $\alpha_N(\mu) = [1, e^{j\mu}, \dots, e^{j(N-1)\mu}]^T$, $\mu = k_w d_x \cos \varphi \sin \theta$, $\alpha_M(\nu) = [1, e^{j\nu}, \dots, e^{j(M-1)\nu}]^T$, $\nu = k_w d_y \sin \varphi \sin \theta$ 。标量 d_x 和 d_y 分别为阵元间相对于 x 轴和 y 轴的平行距离如图 1(c)所示, 运算符 $\text{vec}(\cdot)$ 可以将 $N \times M$ 的矩阵变换为 $NM \times 1$ 的列向量。

2.2 互耦效应

当天线阵元间的间距较小时, 天线阵列中的天线方向图会受到邻近的天线单元电磁辐射的影响发生畸变, 即天线的互耦效应^[5,6]。

如图 2 所示为 $M \times N$ 的 MIMO 多天线系统在互耦效应下的等效电路模型, 在发送端和接收端的天线单元都假设为半波长偶极子天线。假设系统发送端天线空间条件不受限, 各天线阵元间不考虑相关性。接收端天线空间条件受限, 系统的性能受到接收端天线阵元间空间相关性的影响, 本文中仅讨论接收端天线阵元间在耦合效应下对系统的影响。如图 2 所示在接收端 v_i^R 为第 i 天线阵元接收到的电压, v_{L_i} 为第 i 阵元等效负载上的电压, z_L 为负载阻抗, Z^R 为接收天线的等效阻抗矩阵。当 $m \neq n$ 时, 矩阵中的 z_{mn} 为阵列中的第 m 天线单元与第 n 天线单元之间的互阻抗。定义为在其他天线单元开路时, 天线单元 m 上的激励的开路电压 v_m 与天线单元 n 上的电流 i_n 之比, 即为

$$z_{mn} = \frac{v_m}{i_n} \Big|_{i_j = 0, j \neq n} \quad (5)$$

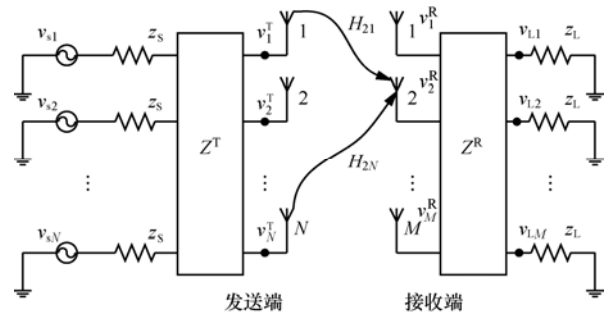


图 2 MIMO 系统互耦效应等效电路模型

当 $m = n$ 时, z_{mn} 为第 m 天线单元的自阻抗。半波长偶极子天线阵元间的阻抗值可表示为^[7,8]

$$z_{mn} = \begin{cases} 30[0.577 + \ln(2\pi) - Ci(2\pi) + jSi(2\pi)], m = n \\ 30[2Ci(\beta d) - Ci(\beta\mu_1) - Ci(\beta\mu_2)] - \\ 30j[2Si(\beta d) - Si(\beta\mu_1) - Si(\beta\mu_2)], m \neq n \end{cases} \quad (6)$$

式(6)中, 相位常数 $\beta = 2\pi/\lambda$ 。 μ_1 和 μ_2 可表示为

$$\begin{cases} \mu_1 = \sqrt{d^2 + L^2} + L \\ \mu_2 = \sqrt{d^2 + L^2} - L \end{cases} \quad (7)$$

其中, d 为 2 天线阵元间距离和, L 为天线长度, 假设为 $L = \lambda/2$ 。函数 $Ci(x)$ 和 $Si(x)$ 为

$$\begin{cases} Ci(x) = \int_{\infty}^x \frac{\cos(x)}{x} dx \\ Si(x) = \int_{\infty}^x \frac{\sin(x)}{x} dx \end{cases} \quad (8)$$

假设 \mathbf{V}^R 、 \mathbf{V}_L 、 \mathbf{I} 和 \mathbf{Z}_L 分别为接收天线电压矢量, 负载阻抗电压矢量, 电流矢量和负载阻抗矢量。根据图 2 的等效电路模型可以得到

$$\mathbf{V}^R = \mathbf{Z}^R \mathbf{I} + \mathbf{V}_L \quad (9)$$

其中, 在负载端有 $\mathbf{V}_L = \mathbf{Z}_L \mathbf{I}$, 变换可以得到 $\mathbf{I} = (\mathbf{Z}_L)^{-1} \mathbf{V}_L$, 将其带入式(9), 则有

$$\mathbf{V}_L = \mathbf{Z}_L (\mathbf{Z}^R + \mathbf{Z}_L)^{-1} \mathbf{V}^R = \mathbf{C}^R \mathbf{V}^R \quad (10)$$

其中, $\mathbf{C}^R = \mathbf{Z}_L (\mathbf{Z}^R + \mathbf{Z}_L)^{-1}$ 定义为接收天线阵列的耦合矩阵。通过耦合矩阵 \mathbf{C}^R 可以得到接收天线与负载电阻之间的电压变换关系 $c_{mn} = z_{mn}/z_L + z_{mn}$ 。互耦效应就直接体现在耦合矩阵上, 如果当天线阵元间不考虑互耦效应时, 系统的耦合矩阵就变化为单位矩阵。

3 MIMO 天线阵元间相关性函数

3.1 无互耦效应时 MIMO 天线阵元间相关性

当 MIMO 天线阵元间距离较近时, 所接收的信号会呈现出一定的相关性, 具体表现为信号同时出现包络的峰值或出现衰落的概率较大。强相关性的情况下, 若出现信号的信噪比较低时, 接收到的信号可能出现失真甚至中断。

通常不考虑互耦效应时, m 和 n 2 天线阵元间的相关性函数可以表示为^[13]

$$\begin{aligned} \rho_{(n,m)}^{\text{nc}} &= \frac{E\{(h_m - \tilde{h}_m)(h_n - \tilde{h}_n)\}}{\sqrt{E\{(h_m - \tilde{h}_m)^2\}E\{(h_n - \tilde{h}_n)^2\}}} \\ &= \frac{\int_{\varphi} \int_{\theta} \alpha_m(\theta, \varphi) \alpha_n^*(\theta, \varphi) \sin(\theta) p(\theta, \varphi) d\theta d\varphi}{\sqrt{\int_{\varphi} \int_{\theta} |\alpha_m(\theta, \varphi)|^2 \sin(\theta) p(\theta, \varphi) d\theta d\varphi}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{\int_{\varphi} \int_{\theta} |\alpha_n(\theta, \varphi)|^2 \sin(\theta) p(\theta, \varphi) d\theta d\varphi}} \end{aligned} \quad (11)$$

式(11)具有通用性, 可分别应用于 ULA、UCA 和 URA 多种天线阵列。其中, $E[\cdot]$ 为期望运算符, 上标 $(\cdot)^*$ 为共轭复数, \tilde{h}_m 为第 m 根天线接收能量平均值, $\alpha_n(\theta, \varphi)$ 为第 n 根天线的接收信号。式中, $\sin(\theta)$ 是因为积分坐标为球面坐标而引入, $p(\theta, \varphi)$ 为接收端接收多径分量时入射角的概率密度函数。假设 AOA 方位角 φ 和 EOA 俯仰角 θ 具有非相关的概率分布, 因此 $p(\theta, \varphi)$ 函数可以分解为 $p(\theta)p(\varphi)$ 。

LIX^[11] 和 YONG.S.K^[12] 论证了影响多天线 MIMO 系统性能的主要因素为入射角的角度扩展而非入射角的分布类型, 所以本文中假设 AOA 和 EOA 概率分布都为均匀分布。SALZ.J^[11] 阐明了在均匀分布下入射信号的方位角 AOA 范围为 $[\varphi_0 - \Delta_{\varphi}, \varphi_0 + \Delta_{\varphi}]$, 其中, φ_0 和 Δ_{φ} 分别为 MAOA 和 AS。同样在均匀分布下入射信号俯仰角 EOA 范围为 $[\theta_0 - \Delta_{\theta}, \theta_0 + \Delta_{\theta}]$, 其中, θ_0 和 Δ_{θ} 分别为 MEOA 和 ES。在本文附录 A、B 和 C 中推导了当接收端天线阵列分别为 ULA、UCA 和 URA 的情况下, 天线阵元间通用相关性函数的实部 $\text{Re}[\rho_{(n,m)}^{\text{nc}}]$ 和虚部 $\text{Im}[\rho_{(n,m)}^{\text{nc}}]$ 分别为

$$\begin{aligned} \text{Re}[\rho_{(n,m)}^{\text{nc}}] &= \frac{-1}{\sin c(\Delta_{\theta}) \sin(\theta_0)} \left\{ \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{l=0}^k \frac{(-1)^{2k+l}}{2^{4k} (k!)^2} \binom{2k+1}{l} \right. \\ &\quad \sin c[(2k+1-2l)\Delta_{\theta}] \sin[(2k+1-2l)\theta_0] + \\ &\quad \left. 2 \sum_{k=l=0}^{\infty} \sum_{p=0}^{k+l} \frac{(-1)^{k(A+1)+2l+p+1}}{l! \Gamma(2k+l+1)} \sin c(2k\Delta_{\theta}) \cos(2kB) \cdot \right. \\ &\quad \left. \sin c[[2(k+l-p)+1]\Delta_{\theta}] \binom{2(k+l)+1}{p} \right. \\ &\quad \left. \sin c[[2(k+l-p)+1]\theta_0] \left[\frac{Z^{2(k+l)}}{2^{4(k+l)}} \right] \right\} \quad (12) \\ \text{Im}[\rho_{(n,m)}^{\text{nc}}] &= \frac{2}{\sin c(\Delta_{\theta}) \sin(\theta_0)} \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{l=0}^k \frac{(-1)^{Ak+l}}{l! \Gamma(2k+l+2)} \\ &\quad \sin c[(2k+1)\Delta_{\theta}] \cos^D[(2k+1)\varphi_0] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \sin^E \left[(2k+1)\alpha \right] \left(\frac{Z}{2} \right)^{2(k+l)+1} \\ & \left\{ \frac{1}{2^{2(k+l+1)}} \binom{2(k+l+1)}{k+l+1} + \sum_{p=0}^{k+l} \frac{(-1)^{k+l+1+p}}{2^{2(k+l)+1}} \right\} \\ & \sin c \left[2(k+l+1-p)A_0 \right] \cdot \\ & \cos \left[2(k+l+1-p)\theta_0 \right] \binom{2(k+l+1)}{p} \end{aligned} \quad (13)$$

式(12)和式(13)中, $\sin c(x) = \sin(x)/x$, 在附录 B 中定义了 α 的表达式, 另外 $\Gamma(\cdot)$ 为 gamma 函数。在导出通用表达式时针对不同的 MIMO 天线阵列结构, A 、 B 、 D 、 E 和 Z 分别被赋予不同的值和定义。当接收端天线阵列为 ULA 时, $A=1$ 、 $B=\varphi_0$ 、 $D=1$ 、 $E=0$ 和 $Z=k_w d(m-n)$ 。当接收端天线阵列为 UCA 和 URA 时, $A=0$ 、 $B=\alpha$ 、 $D=0$ 、 $E=1$ 都为相同的值。在天线阵列为 UCA 时, $Z=\sqrt{Z_1^2+Z_2^2}$, 其中, 定义 $Z_1=k_w r[\cos\psi_m - \cos\psi_n]$ 和 $Z_2=k_w r[\sin\psi_m - \sin\psi_n]$ 。在天线阵列为 URA 时, $Z=\sqrt{Z_x^2+Z_y^2}$, 其中, 定义 $Z_x=k_w(n-m)d_x$ 和 $Z_y=k_w(p-q)d_y$ 。

3.2 互耦效应下 MIMO 天线阵元间相关性

在考虑天线阵元互耦效应时, 接收端负载阻抗上电压值发生变化, 由式(10)得出其电压矢量表示为^[11]

$$\begin{aligned} \mathbf{b}(\theta, \varphi) &= \mathbf{C}^R \cdot \mathbf{a}(\theta, \varphi) \\ &= \left[\sum_{k=1}^L c_{1k} \alpha_k(\theta, \varphi), \sum_{k=1}^L c_{2k} \alpha_k(\theta, \varphi), \dots, \right. \\ & \quad \left. \sum_{k=1}^L c_{lk} \alpha_k(\theta, \varphi), \dots, \sum_{k=1}^L c_{Lk} \alpha_k(\theta, \varphi) \right] \end{aligned} \quad (14)$$

由式(11)可以推导出此时天线阵元间的相关性函数为

$$\begin{aligned} \rho_{(n,m)}^c &= \frac{E\{(h_m - \tilde{h}_m)(h_n - \tilde{h}_n)\}}{\sqrt{E\{(h_m - \tilde{h}_m)^2\}} \sqrt{E\{(h_n - \tilde{h}_n)^2\}}} \\ &= \frac{\int_{\varphi} \int_{\theta} \mathbf{b}_m(\theta, \varphi) \mathbf{b}_n^*(\theta, \varphi) \sin(\theta) p(\theta, \varphi) d\theta d\varphi}{\sqrt{\int_{\varphi} \int_{\theta} |\mathbf{b}_m(\theta, \varphi)|^2 \sin(\theta) p(\theta, \varphi) d\theta d\varphi} \cdot} \\ & \quad \frac{1}{\sqrt{\int_{\varphi} \int_{\theta} |\mathbf{b}_n(\theta, \varphi)|^2 \sin(\theta) p(\theta, \varphi) d\theta d\varphi}} \end{aligned} \quad (15)$$

式中, $E\{(h_m - \tilde{h}_m)^2\}$ 和 $E\{(h_n - \tilde{h}_n)^2\}$ 的物理意

义可以理解为链路的均值功率增益, 因此根据其物理意义, 式(15)可以表示为

$$\begin{aligned} \rho_{(n,m)}^c &= \text{Re}[\rho_{(n,m)}^c] + j \text{Im}[\rho_{(n,m)}^c] \\ &= \frac{1}{\sqrt{P_m^c P_n^c}} \int_{\varphi} \int_{\theta} \mathbf{b}_m(\theta, \varphi) \mathbf{b}_n^*(\theta, \varphi) \sin(\theta) p(\theta, \varphi) d\theta d\varphi \end{aligned} \quad (16)$$

在式(16)中可将无互耦时天线阵元间相关性分解为实部和虚部单独处理, 其具体表达式已由式(12)和式(13)给出。 P_i 平均接收功率可定义为

$$P_i^c = \int_{\varphi} \int_{\theta} |\mathbf{b}_m(\theta, \varphi)|^2 \sin(\theta) p(\theta, \varphi) d\theta d\varphi \quad (17)$$

在考虑互耦的情况下, 由式(15)和式(17)可以得到接收端平均功率和天线阵元间相关性函数为^[11,12]

$$\begin{aligned} P_m^c &= \int_{\varphi} \int_{\theta} \left| \sum_{k=1}^L c_{mk} \alpha_k(\theta, \varphi) \right|^2 \sin(\theta) p(\theta, \varphi) d\theta d\varphi \\ &= \int_{\varphi} \int_{\theta} \left\{ \text{Re} \left(\sum_{k=1}^L \sum_{j=1, j \neq k}^L c_{mk} c_{mj}^* \alpha_k(\theta, \varphi) \alpha_j^*(\theta, \varphi) \right) + \right. \\ & \quad \left. \sum_{k=1}^L |c_{mk} \alpha_k(\theta, \varphi)|^2 \right\} \sin(\theta) p(\theta, \varphi) d\theta d\varphi \\ &= \sum_{k=1}^L \sum_{j=1, j \neq k}^L \text{Re}(c_{mk} c_{mj}^*) \text{Re}[\rho_{(k,j)}^{\text{nc}}] + \\ & \quad \sum_{k=1}^L \sum_{j=1, j \neq k}^L \text{Im}(c_{mk} c_{mj}^*) \text{Im}[\rho_{(k,j)}^{\text{nc}}] + \sum_{k=1}^L \text{Re}(c_{mk} c_{mk}^*) \end{aligned} \quad (18)$$

和

$$\begin{aligned} P_n^c &= \int_{\varphi} \int_{\theta} \left| \sum_{h=1}^L c_{nh} \alpha_h(\theta, \varphi) \right|^2 \sin(\theta) p(\theta, \varphi) d\theta d\varphi \\ &= \int_{\varphi} \int_{\theta} \left\{ \text{Re} \left(\sum_{h=1}^L \sum_{i=1, i \neq h}^L c_{nh} c_{ni}^* \alpha_h(\theta, \varphi) \alpha_i^*(\theta, \varphi) \right) + \right. \\ & \quad \left. \sum_{h=1}^L |c_{nh} \alpha_h(\theta, \varphi)|^2 \right\} \sin(\theta) p(\theta, \varphi) d\theta d\varphi \\ &= \sum_{h=1}^L \sum_{i=1, i \neq h}^L \text{Re}(c_{nh} c_{ni}^*) \text{Re}[\rho_{(h,i)}^{\text{nc}}] + \\ & \quad \sum_{h=1}^L \sum_{i=1, i \neq h}^L \text{Im}(c_{nh} c_{ni}^*) \text{Im}[\rho_{(h,i)}^{\text{nc}}] + \sum_{h=1}^L \text{Re}(c_{nh} c_{nh}^*) \end{aligned} \quad (19)$$

天线阵元间相关性函数表达式为

$$\begin{aligned} \rho_{(m,n)}^c &= \frac{1}{\sqrt{P_m^c P_n^c}} \int_{\varphi} \int_{\theta} \left\{ \sum_{k=1}^L \sum_{j=1, j \neq k}^L c_{mk} c_{nj}^* \alpha_k(\theta, \varphi) \alpha_j^*(\theta, \varphi) + \right. \\ & \quad \left. \sum_{k=1}^L c_{mk} c_{nk}^* \right\} \sin(\theta) p(\theta, \varphi) d\theta d\varphi \end{aligned}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{P_m^c P_n^c}} \sum_{k=1}^L \sum_{j=1, j \neq k}^L c_{mk} c_{nj}^* \rho_{(k,j)}^{nc} + \sum_{k=1}^L c_{mk} c_{nk}^* \quad (20)$$

将式(18)、式(19)和式(20)合并可以得到在互耦效应下天线阵元间相关性函数的通用表达式:

$$\rho_{(m,n)}^c = \frac{\sum_{k=1}^L \sum_{j=1, j \neq k}^L c_{mk} c_{nj}^* \rho_{(k,j)}^{nc} + \sum_{k=1}^L c_{mk} c_{nk}^*}{\sqrt{\sum_{k=1}^L \sum_{j=1, j \neq k}^L \sum_{h=1}^L \sum_{i=1, i \neq h}^L \left\{ \text{Re}(c_{mk} c_{mj}^*) \text{Re}(c_{nh} c_{ni}^*) \cdot \frac{1}{\text{Re}[\rho_{(k,j)}^{nc}] \text{Re}[\rho_{(h,i)}^{nc}] + \text{Re}(c_{mk} c_{mj}^*) \text{Im}(c_{nh} c_{ni}^*)} \cdot \frac{1}{\text{Re}[\rho_{(k,j)}^{nc}] \text{Im}[\rho_{(h,i)}^{nc}] + \text{Im}(c_{mk} c_{mj}^*) \text{Re}(c_{nh} c_{ni}^*)} \cdot \frac{1}{\text{Im}[\rho_{(k,j)}^{nc}] \text{Re}[\rho_{(h,i)}^{nc}] + \text{Im}(c_{mk} c_{mj}^*) \text{Im}(c_{nh} c_{ni}^*)} \cdot \frac{1}{\text{Im}[\rho_{(k,j)}^{nc}] \text{Im}[\rho_{(h,i)}^{nc}]} + \sum_{k=1}^L \sum_{j=1, j \neq k}^L \sum_{h=1}^L \left\{ \text{Re}(c_{mk} c_{mj}^*) \cdot \frac{1}{\text{Re}(c_{nh} c_{nh}^*) \text{Re}[\rho_{(k,j)}^{nc}]} + \text{Im}(c_{mk} c_{mj}^*) \text{Re}(c_{nh} c_{nh}^*)} \cdot \frac{1}{\text{Im}[\rho_{(k,j)}^{nc}]} + \sum_{h=1}^L \sum_{i=1, i \neq h}^L \left\{ \text{Re}(c_{nh} c_{nj}^*) \text{Re}(c_{mk} c_{mk}^*) \cdot \frac{1}{\text{Re}[\rho_{(h,i)}^{nc}]} + \text{Im}(c_{nh} c_{ni}^*) \text{Re}(c_{mk} c_{mk}^*) \text{Im}[\rho_{(h,i)}^{nc}]} \right\} + \frac{1}{\sum_{k=1}^L \sum_{h=1}^L \text{Re}(c_{mk} c_{mk}^*) \text{Re}(c_{nh} c_{nh}^*)}} \quad (21)$$

式(18)~式(21)表明了互耦效应对于天线链路均值功率增益和天线阵元间相关性的影响, 揭示了互耦效应下相关性和无互耦效应时天线阵元相关性的关系。式中显示出在互耦效应下天线阵元相关性将围绕着无互耦时的相关性函数波动变化的规律。

4 MIMO 多天线系统信道容量

在移动通信系统性能分析中, 信道容量能够全面地表征 MIMO 系统的性能。发送端在无法获知信道信息时, 最优的策略是将功率平均分配到各天线阵元上, 此时信道的平均容量为^[2,3]

$$C = \text{lb det}(\mathbf{I}_{N_r} + P/N_t \sigma^2 \mathbf{H} \mathbf{H}^H) \quad (22)$$

其中, \mathbf{I}_{N_r} 为 N_r 维单位矩阵。MIMO 信道矩阵 \mathbf{H} 可以表示为 $\mathbf{H} = \mathbf{R}_r^{1/2} \mathbf{H}_w (\mathbf{R}_t^{1/2})^T$, 式中, \mathbf{R}_t 为接收端的阵元间相关矩阵, \mathbf{R}_r 为发射端阵元间相关矩阵。由于不考虑发送端的相关性, 因此 \mathbf{R}_t 为单位矩阵。 \mathbf{H}_w 为同分布的复高斯随机矩阵, P/σ^2 为信道信噪比, N_t 为发射端天线数量和 N_r 为接收端天线数量。上标 T 表示矩阵的转置, 上标 H 表示矩阵的共轭转置。

5 结果与分析

5.1 互耦效应下角度参数对相关性的影响

在分析和模拟仿真过程中假设天线阵元数量为 4 阵元, ULA 和 URA 天线阵元间距为 0.5λ , 圆环阵列 UCA 中取圆周半径 $r = 0.5\lambda$, 入射信号信噪比为 20dB。

图 3 和图 4 分别为 URA 天线阵列当 $MAOA = 90^\circ$ 和 $MEOA = 90^\circ$ 时阵元间相关性与 AS 和 ES 之间的三维曲面图和当 $AS = 30^\circ$ 和 $ES = 30^\circ$ 时与 $MAOA$ 和 $MEOA$ 之间的三维相关性曲面图。图 3 表明在入射信号 $ES \leq 60^\circ$ 时, 互耦效应对于天线阵元间相关性影响的变化较为平缓。2 天线阵元间距较近时, 互耦效应会减小天线间的相关性。随着 AS 的增大, 其影响的相关性差值逐渐增大。当 $ES > 60^\circ$ 时, 互耦效应对于相关性的影响较为严重, $AS \leq 40^\circ$ 时互耦效应使得相关性迅速下降并呈现不规则波动。在 $AS > 40^\circ$ 时相关性迅速上升并大于无互耦时的相关性。图 4 表明在互耦效应下相关性函数的幅值关于 $MAOA = 90^\circ$ 的平面处平面对称, 在 $MEOA \approx 90^\circ$ 附近平面处旋转对称。在互耦效应下当 $MEOA$ 固定, $MAOA$ 变化时, 其相关性曲线比较平滑, 变化趋势与无互耦相关性时变化一致。当 $MAOA$ 固定, $MEOA$ 变化时, 其互耦相关性曲线波动很大, 特别在 $80^\circ \leq MEOA \leq 100^\circ$ 的范围内, 互耦相关性急剧上升, 呈现出相关性幅度反转现象。

图 5 为互耦效应对于不同阵列天线间相关性的影响。其中, 相关性分别是 ULA 中阵元 1 和 2, URA 中阵元(1,1)和(2,2), UCA 中阵元 1 和 3。图 5 表明 MIMO 天线阵元在不同间距时, AS 对阵元间相关性影响不同。

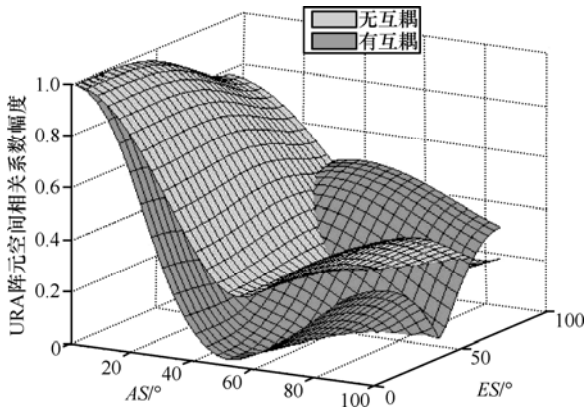


图 3 AS 和 ES 对 URA 天线阵元相关性的影响

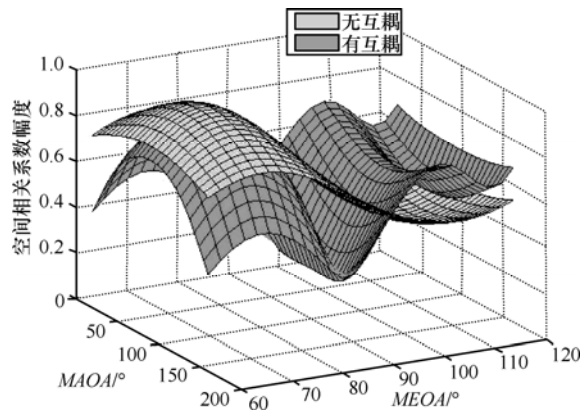


图 4 MAOA 和 MEOA 对 URA 天线阵元相关性的影响

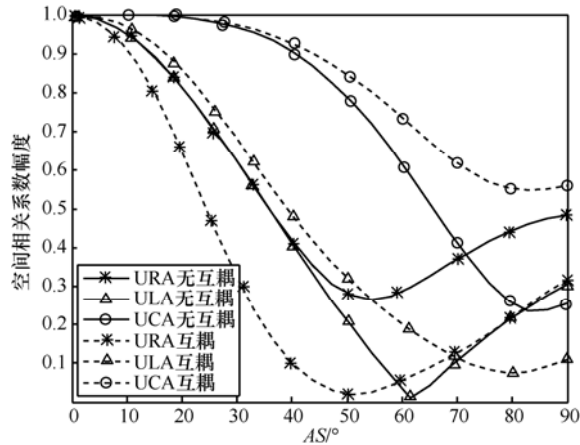


图 5 AS 对不同天线阵列结构阵元相关性的影响

分析结果表明当天线阵元间距较小时, ES 在一定范围内($ES \leq 60^\circ$)对于互耦相关性的影响要小于 AS , 随着 ES 逐渐增大($ES > 60^\circ$), 其对于互耦相关性的影响速度增大并超过 AS 的影响。同样 $MEOA$ 在一定的角度范围内, 即 $80^\circ \leq MEOA \leq 100^\circ$ 时对于互耦相关性的影响变化较大, 在此范围内 $MEOA$ 的影响因素要着重考虑。

5.2 互耦效应下角度参数对信道容量的影响

互耦效应对于不同 MIMO 天线阵列的容量产

生的影响差异较大, 图 6 和图 7 分别给出了 ULA 和 UCA 在有互耦条件下 AS 和 $MAOA$ 对系统容量的影响。图 6 和 7 表明在互耦效应下 $MAOA$ 对于 ULA 信道容量的影响要比对于 UCA 容量的影响大的多。由于互耦效应, ULA 在 $AS \leq 70^\circ$ 和 $MAOA \leq 60^\circ$ 范围内的信道容量得到较大的提升。而对于 UCA, 互耦效应并未带来像 ULA 一样显著的容量提升, 只是在 $MAOA \leq 20^\circ$ 的范围内略微有影响。可以看出在三维模型中圆环天线阵列 UCA 具有比线性天线阵列 ULA 更好的抗互耦能力, 能够得到更稳定的信道容量。

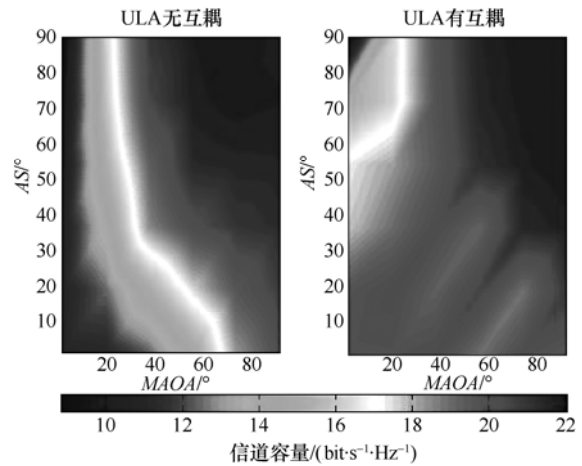


图 6 ULA 在有互耦效应下 AS 和 MAOA 对容量的影响

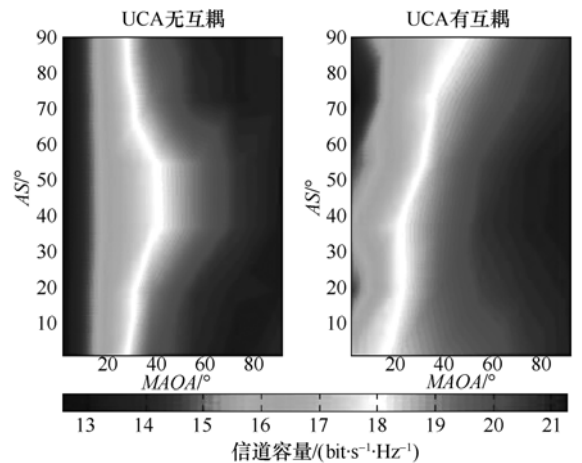


图 7 UCA 在有互耦效应下 AS 和 MAOA 对容量的影响

图 8 和 9 为 ULA 和 URA 在有互耦效应下, ES 和 $MEOA$ 对于信道容量的影响。结果表明互耦效应对线性阵列 ULA 的影响同样大于矩形阵列 URA。图 8 和 9 表明在互耦效应下, 线性阵列 ULA 的信道容量在整个 ES 和 $MEOA$ 范围内都得到较大提升, 几乎达到相同的容量值, 破坏了原有的容量

格局。而互耦效应对于矩形阵列 URA 的影响仅仅是在原有的容量格局上容量值略微增加。

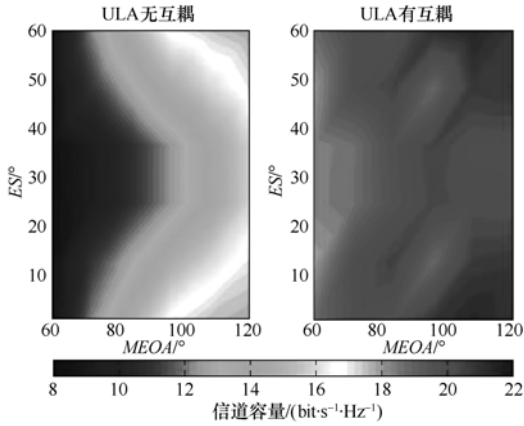


图 8 ULA 在有无互耦效应下 ES 和 MEOA 对容量的影响

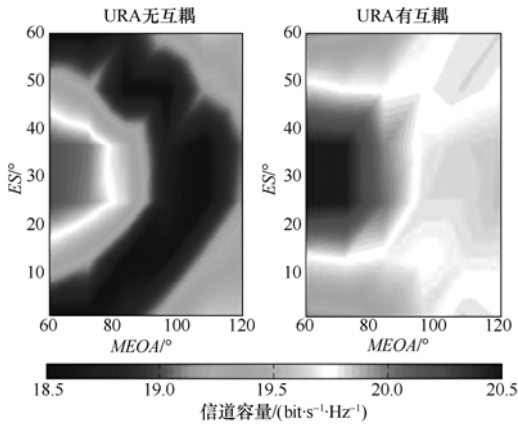


图 9 URA 在有无互耦效应下 ES 和 MEOA 对容量的影响

当入射信号的中心方位角和俯仰角恒定时,在不同信号扩展角时互耦效应对信道容量几乎没有影响。图 10 和图 11 表明在天线阵列为 ULA 并以 AS 和 ES 为变量时,互耦效应下信道容量并无明显变化。在天线阵列为 UCA 且 $40^\circ \leq AS \leq 60^\circ$ 和 $ES \approx 50^\circ$ 时,信道容量略微增大使得 URA 的系统容量较为平稳。

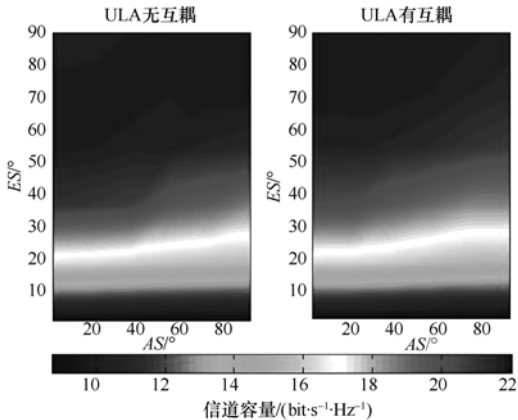


图 10 ULA 在有无互耦效应下 AS 和 ES 对容量的影响

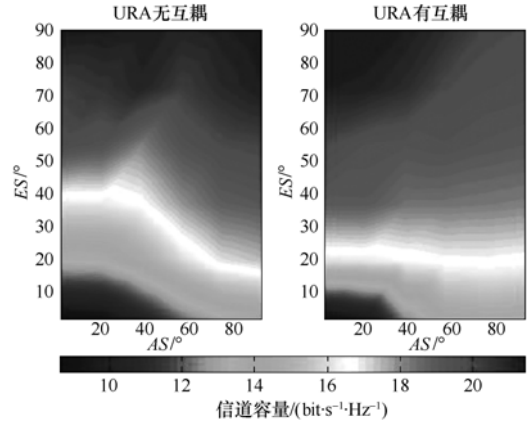


图 11 URA 在有无互耦效应下 AS 和 ES 对容量的影响

6 结束语

本文研究了 MIMO 多天线系统的信道模型,将 MIMO 的一般信道建模推广到三维空间域。导出了在互耦效应下, MIMO 天线阵元间相关性函数的通用表达式,阐明了互耦效应下相关性与无互耦相关性之间的关系,适用于分析线性阵列 ULA、圆环阵列 UCA 和矩形阵列 URA 等各种不同的天线阵列。分析和讨论了在空间参数影响下,互耦相关性函数的波动情况,揭示了在不同的扩展角和到达角范围内,各角度参数对互耦相关性的影响。结果表明互耦效应对于 URA 和 UCA 的容量影响要比 ULA 小,入射信号的平均中心到达角(MAOA 和 MEOA)要比其角度扩展(AS 和 ES)对互耦容量影响较大,且天线阵列的互耦容量主要取决于信号平均来波方向而非来波的角度扩展。

附录 A: 均匀线性阵列 ULA 相关性理论

当天线阵列为 ULA 时,根据式(11)其阵元 m 和 n 之间的相关性函数可表示为

$$\begin{aligned} \rho_{(m,n)} &= G_1 \int_{\theta_0 - \Delta_\theta}^{\theta_0 + \Delta_\theta} \int_{\varphi_0 - \Delta_\varphi}^{\varphi_0 + \Delta_\varphi} e^{j[k_w(m-n)d \cos \varphi \sin \theta]} \sin(\theta) d\theta d\varphi \\ &= G_1 \int_{\theta_0 - \Delta_\theta}^{\theta_0 + \Delta_\theta} \int_{\varphi_0 - \Delta_\varphi}^{\varphi_0 + \Delta_\varphi} e^{j[Z \cos \varphi \sin \theta]} \sin(\theta) d\theta d\varphi \end{aligned} \quad (23)$$

其中, $G_1 = 1/(4\Delta_\varphi \sin(\theta_0) \sin(\Delta_\theta))$ 和 $Z = k_w d(m-n)$ 。式(23)中的指数形式可以分解为三角函数:

$$\begin{aligned} e^{-jZ \cos(\varphi) \sin(\theta)} &= \cos(Z \cos(\varphi) \sin(\theta)) - \\ &\quad j \sin(Z \cos(\varphi) \sin(\theta)) \end{aligned} \quad (24)$$

修正贝塞尔函数如下:

$$\begin{aligned}\cos(Z_c \sin(x)) &= J_0(Z_c) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k}(Z_c) \cos(2kx) \\ \sin(Z_c \sin(x)) &= 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k+1}(Z_c) \sin((2k+1)x)\end{aligned}\quad (25)$$

将式(24)和式(25)联立求解可以得到式(23)的实部和虚部分别为

$$\begin{aligned}\operatorname{Re}\left[\left(\rho_{(m,n)}\right)\right] &= G_1 \int_{\theta_0-4\theta}^{\theta_0+4\theta} \int_{\theta_0-4\theta}^{\theta_0+4\theta} \left[J_0(Z \sin \theta) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k \cdot \right. \\ &\quad \left. J_{2k}(Z \sin \theta) \cos(2k\varphi) \right] \sin(\theta) d\theta d\varphi\end{aligned}\quad (26)$$

$$\begin{aligned}\operatorname{Im}\left[\left(\rho_{(m,n)}\right)\right] &= G_1 \int_{\theta_0-4\theta}^{\theta_0+4\theta} \int_{\theta_0-4\theta}^{\theta_0+4\theta} 2 \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k J_{2k+1}(Z \sin \theta) \cdot \\ &\quad \cos[(2k+1)\varphi] \sin(\theta) d\theta d\varphi\end{aligned}\quad (27)$$

式中, J_k 为修正贝塞尔函数。为便于计算式中的二重积分, 将贝塞尔函数展开为无限项的累加求和:

$$J_\nu(Z) = \left(\frac{Z}{2}\right)^\nu \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{(k!) \Gamma(\nu+k+1)} \left(\frac{Z}{2}\right)^{2k} \quad (28)$$

再利用三角函数积分式(29)和式(30)可得到本文中相关性函数的实部和虚部式(12)和式(13)。

$$\begin{aligned}\int \sin^{2n} x dx &= \frac{1}{2^{2n}} \binom{2n}{n} x + \frac{(-1)^n}{2^{2n-1}} \sum_{k=0}^{n-1} (-1)^k \cdot \\ &\quad \binom{2n}{k} \frac{\sin(2n-2k)x}{2n-2k}\end{aligned}\quad (29)$$

$$\begin{aligned}\int \sin^{2n+1} x dx &= \frac{1}{2^{2n}} (-1)^{n+1} \sum_{k=0}^{n-1} (-1)^k \cdot \\ &\quad \binom{2n+1}{k} \frac{\cos(2n+1-2k)x}{2n+1-2k}\end{aligned}\quad (30)$$

附录 B: 均匀圆环阵列 UCA 相关性理论

根据式(11), UCA 阵列中天线阵元 m 和 n 之间的相关性函数可表示为

$$\begin{aligned}\rho_{(m,n)} &= G_1 \int_{\theta_0-4\theta}^{\theta_0+4\theta} \int_{\theta_0-4\theta}^{\theta_0+4\theta} e^{j\xi[\cos(\varphi-\varphi_m)-\cos(\varphi-\varphi_n)]} \sin(\theta) d\theta d\varphi \\ &= G_1 \int_{\theta_0-4\theta}^{\theta_0+4\theta} \int_{\theta_0-4\theta}^{\theta_0+4\theta} e^{j\sin\theta[Z_1 \cos\varphi + Z_2 \sin\varphi]} \sin(\theta) d\theta d\varphi \\ &= G_1 \int_{\theta_0+\xi-4\theta}^{\theta_0+\xi+4\theta} \int_{\theta_0-\xi-4\theta}^{\theta_0-\xi+4\theta} e^{jZ \sin\theta \sin\beta} \sin(\theta) d\theta d\beta\end{aligned}\quad (31)$$

其中, 定义 $\beta = \varphi + \xi$ 、 $Z_1 = k_w r[\cos\psi_m - \cos\psi_n]$ 、 $Z_2 =$

$k_w r[\sin\psi_m - \sin\psi_n]$ 、 $Z = \sqrt{Z_1^2 + Z_2^2}$ 和 $\xi = \tan^{-1}(Z_1/Z_2)$ 。假设 $\alpha = \xi + \varphi_0$, 将其代入式(31)中可得到 $\rho_{(m,n)}$ 的实部和虚部为

$$\operatorname{Re}\left[\left(\rho_{(m,n)}\right)\right] = G_1 \int_{\alpha-4\theta}^{\alpha+4\theta} \int_{\alpha-4\theta}^{\alpha+4\theta} \left[J_0(Z \sin \theta) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k}(Z \sin \theta) \cdot \right. \\ \left. \cos(2k\beta) \right] \sin(\theta) d\theta d\varphi \quad (32)$$

$$\operatorname{Im}\left[\left(\rho_{(m,n)}\right)\right] = 2G_1 \int_{\alpha-4\theta}^{\alpha+4\theta} \int_{\alpha-4\theta}^{\alpha+4\theta} \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k+1}(Z \sin \theta) \cdot \\ \sin[(2k+1)\beta] \sin(\theta) d\theta d\varphi \quad (33)$$

将式(28)代入式(32)和式(33), 再利用式(29)和式(30)解相关性函数双重积分得到 UCA 阵元间相关性函数式(12)和式(13)。

附录 C: 均匀矩形阵列 URA 相关性理论

当天线阵列为 URA 时, 根据式(11)其天线阵元 (m, q) 和 (n, p) 之间的相关性函数可表示为

$$\begin{aligned}\rho_{[(m,q),(n,p)]} &= G_1 \int_{\theta_0-4\theta}^{\theta_0+4\theta} \int_{\theta_0-4\theta}^{\theta_0+4\theta} e^{jk_w \sin\theta[(m-n)d_x \sin\varphi + (q-p)d_y \cos\varphi]} \cdot \\ &\quad \sin(\theta) d\theta d\varphi \\ &= G_1 \int_{\theta_0-4\theta}^{\theta_0+4\theta} \int_{\theta_0-4\theta}^{\theta_0+4\theta} e^{j\sin\theta[Z_x \cos\varphi + Z_y \sin\varphi]} \sin(\theta) d\theta d\varphi \\ &= G_1 \int_{\theta_0+\xi-4\theta}^{\theta_0+\xi+4\theta} \int_{\theta_0-\xi-4\theta}^{\theta_0-\xi+4\theta} e^{jZ \sin\theta \sin\beta} \sin(\theta) d\theta d\beta\end{aligned}\quad (34)$$

其中, 定义 $Z_x = k_w(m-n)d_x$, $Z_y = k_w(q-p)d_y$, $Z = (Z_x^2 + Z_y^2)^{1/2}$ 和 $\xi = \tan^{-1}(Z_1/Z_2)$ 。式(34)和 UCA 天线阵列相关性函数式(31)类似, 可将定义不同的 Z 值代入式(31)和式(34)中, 即可得到 UCA 和 URA 天线阵列的相关性函数式(12)和式(13)。

参考文献:

- [1] SALZ J, WINTERS J H. Effect of fading correlation on adaptive arrays in digital mobile radio[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1994, 43(4): 1049-1057.
- [2] JIANN-AN TSAI, BUEHRER R B, WOERNER B D. Spatial fading correlation function of circular antenna arrays with Laplacian distribution energy[J]. IEEE Communication Letters, 2002, 6(5): 178-180.
- [3] KUCHAR A, ROSSI J P, BONEK E. Directional macro-cell channel

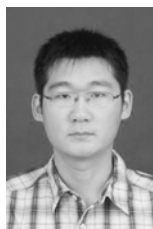
characterization from urban measurements[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagations, 2000, 48(2):137-146.

- [4] FULH J, ROSSI J P, BONEK E. High-resolution 3-D direction-of-arrival determination for urban mobile radio[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagations, 1997, 45(4):672-682.
- [5] TAGA T. Characteristics of space-diversity branch using parallel dipole antennas in mobile radio communications[J]. Electron Communication Jpn, pt I, 1993, 76(9):55-65.
- [6] GUPTA I J, KSIENSKI A K. Effect of mutual coupling on the performance of adaptive arrays[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagations, 1983, 31(5):785-791.
- [7] ZHEMIN X, SFAR S, BLUM R. Receive antenna selection for closely-spaced antennas with mutual coupling[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2010, 9(2):652-661.
- [8] HUANG-YONG Z, BALANS C A, BIRTCHER C R. Mutual coupling compensation in UCAs: simulations and experiment[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagations, 2006, 54(11): 3082-3086.
- [9] BHAGAVATULA R, HEATH R W, FORENZA A. Impact of mutual coupling on adaptive switching between MIMO transmission strategies and antenna configurations[J]. Wireless Personal Communications, 2010, 52(1):69-87.
- [10] SVANTESSON T, RANHEIM A. Mutual coupling effect on the capacity of multi-element antenna systems[A]. Proceedings of IEEE Acoustics Speech and Signal Conference[C]. San Francisco, USA, 2001. 2485-2488.
- [11] LI X, NIE Z P. Mutual coupling effects of MIMO wireless channels[A]. Proceedings of IEEE Microwave and Millimeter Wave Technology Conference[C]. Budapest, Hungary, 2004. 150-153.
- [12] YONG S K, THOMPSON J S. Three dimensional spatial fading correlation models for compact MIMO receivers[J]. IEEE Transactions on Communications, 2005, 4(6):2856-2869.

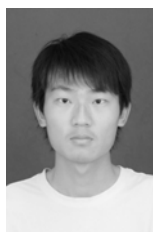
作者简介:



周杰 (1964-), 男, 四川泸州人, 南京信息工程大学教授, 日本国立新泻大学工学部电气电子工学科访问教授、博士生导师, 主要研究方向为移动通信理论、无线传感网和无线接入网等。



陈靖峰 (1986-), 男, 江苏泰州人, 南京信息工程大学硕士生, 主要研究方向为无线通信理论和无线接入网等。



邱琳 (1983-), 男, 江苏南通人, 南京信息工程大学硕士生, 主要研究方向为移动通信理论和多天线 MIMO 信道建模等。



菊池久和 (1951-), 男, 日本新泻人, 日本国立新泻大学工学部电气电子工学科教授、博士生导师, 主要研究方向为信号处理和通信理论等。