

基于电磁矢量传感器的 MIMO 天线阵列系统研究

周杰^{1,2}, 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, 新潟 950-2181)

摘要: 将电磁矢量传感器(EVS, electromagnetic vector sensor)信号处理法与传统 MIMO 信号处理有机地结合, 建立了基于 EVS 的多天线三维信道模型。采用多重信号分类(MUSIC, multiple signal classification)算法对 MIMO 的达波信号方向(DOA, direction of arrival)进行空间谱估计, 导出基于 EVS 的三维空间信道解析式, 阐明了 EVS 信号处理与 MIMO 多径信道相关性的关系。与传统标量传感器阵列(SSA, scalar sensor array)MIMO 天线阵列比较, EVS 阵列能获得达波信号的多维极化信息, 同时具有空间域和极化信号处理能力。因此可缓解空间多径信道相关性, 使空间极化分量的相关性趋于零值, 而且使 MIMO 系统性能受空间结构的影响较小。理论分析和仿真结果表明在提高 MIMO 天线系统性能上, 基于 EVS 阵列的系统比 SSA 系统具有更高的优越性。

关键词: MIMO 阵列天线; 标量传感器阵列; 电磁矢量传感器; 空间谱估计; 信道容量

中图分类号: TN911.6

文献标识码: A

文章编号: 1000-436X(2013)05-0001-11

Analysis of MIMO antenna array based on electromagnetic vector sensor

ZHOU Jie^{1,2}, QIU Lin¹, HISAKAZU Kikuchi²

(1. College of Electronic & 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)

Abstract: EVS(electromagnetic vector sensor) signal processing method was combined with traditional MIMO signal processing method and three-dimensional channel model of multi-antenna array was set up. The algorithm of multiple signal classification (MUSIC) was adopted to make spatial spectrum estimation for direction of arrival (DOA) signal, analytical expressions of three-dimensional spatial channel was derived base on EVS for MIMO receiver system and the relationship between EVS signal processing and MIMO multipath channel correlation was clarified. To compare with traditional MIMO antenna array, EVS array possesses abilities of obtaining multidimensional polarization information, processing spatial and polarization domain for arrival signal and degrading effects of spatial factors on MIMO channel capacity. Theoretical analysis and simulation results indicate that EVS array provide more advantages than traditional scalar sensor array on enhancing MIMO system performance.

Key words: MIMO antenna array; scalar sensor array; electromagnetic vector sensor; spatial spectrum estimation; channel capacity

收稿日期: 2012-07-20; 修回日期: 2012-10-07

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61072137); 科技部公益性行业科研专项基金资助项目(GYHY200906053); 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研究计划基金资助项目(08KJB510009); 教育部留学回国人员科研基金资助项目(教外司留20071108); 江苏省六大人才高峰基金资助项目(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); The National Department Public Benefit Research Foundation(GYHY200906053); Scientific & Technological Support Project(Industry) of Jiangsu Province(BE2011298); Jiangsu Provincial Research Scheme of Natural Science for Higher Education Institute(08KJB510009); The Scientific Research Foundation for the Returned Overseas Chinese Scholars, State Education Ministry(20071108); The Six Kinds of Jiangsu Province(2008-118); Jiangsu Province Postdoctoral Science Foundation(2011-11-010986678)

1 引言

多输入多输出(MIMO, multiple input multiple output)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, 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, 是新一代无线通信系统采用的核心技术之一。Foschini^[1,2]等人导出了 MIMO 系统的信道容量公式, 指出天线阵列在互不相关的情况下, 信道容量随天线阵元最小个数增加而线性增大。但是由于通信设备小型化趋势越来越明显, 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。阵列天线相关性直接影响着 MIMO 信道容量, 而阵元间相关性主要取决于入射信号的角度扩展, 因此文献[3~6]针对二维平面空间或三维空间模型, 分析方位到达角(AOA, azimuth of arrival)或俯仰角(EOA, elevation of arrival)对传统 MIMO 天线阵列(称为标量传感器阵列(SSA, scalar sensor array))的影响。

电磁矢量传感器(EVS, electromagnetic vector sensor)阵列研究与应用是信号处理领域中一个新兴的学科分支, 在雷达、声纳、通信和生物医学等领域有着广泛的应用前景。WONG K T^[7]使用单个 EVS 估计了不超过 5 个不同数字频率完全极化信号的到达角和极化参数; LIU T^[8]同样应用 EVS 对相同频率的有限非高斯信号源的二维 DOA 信号和极化参数估计; TANG J M^[9]针对基于 SSA 和非完备的 EVS 阵列, 研究了非相关信号源的最小方差法(Capon)和多重信号分类(MUSIC, multiple signal classification)算法对空间谱估计进行分析和比较, 所有研究表明 EVS 阵列在达波方位探测与信号空间谱估计中优于 SSA 阵列。

过去对 MIMO 天线阵列的研究少有考虑电磁信号的极化现象, 较为重视天线阵列的空间结构、信道相关性和信号分集处理等。鉴于 EVS 阵列能获得达波信号的多维极化信息, 同时具有空间域和极化信号处理能力, 可能使得基于 EVS 阵列的 MIMO 天线系统更能在极大程度上提高信道容量和通信效率^[10,11]。所以本文研究探讨在 MIMO 天线系统中引入 EVS 阵列, 利用 EVS 阵列具有获取 DOA 信号的多维极化信息的能力, 将 EVS 极化信号处理能力与传统 MIMO 信号处理有机结合, 建立起基于

EVS 阵列的 MIMO 天线系统三维信道模型, 分析了系统的空间信道参数与信道容量。采用 MUSIC 算法对达波信号进行空间谱估计, 导出 EVS 阵列的 MIMO 三维空间信道解析表达式, 阐明了 EVS 阵列极化信号模型与 MIMO 空间多径信道的关系。分析结果与传统 MIMO 天线阵列比较, EVS 阵列能够准确获取达波信号的多维极化信息, 同时具有空间域和极化信号处理能力, 因此可缓解空间多径信道相关性, 使空间极化分量的相关性趋于零值, 而且使 MIMO 系统性受空间结构的影响较小。理论分析和仿真结果表明在提高系统性能上, 基于 EVS 阵列的 MIMO 系统比传统 SSA 具有更高的优越性。

2 空间衰落信道模型

2.1 EVS 物理模型

阵列信号处理是信号处理的一个重要分支, 在近几十年来得到迅猛的发展, 其本质是利用空间按一定规则布置的传感器阵列和多通道接收, 来获取信号的时域和空域等多维有用信息, 达到检测信号和提取信道参数的目的。一般常规 SSA 关于 DOA 估计的研究已有相当长的历史, 仅能获得空间电磁信号的一个场分量的信息, 不能获得入射电磁信号的完备的信息, 所获取电磁信息量的缺乏必然影响到 DOA 估计精度和接收信号算法的性能。事实上 MIMO 天线阵列接收的空间电磁信号为矢量信号, 包含了完备的 3 个电场分量和 3 个磁场分量。图 1 所示单点 EVS 物理模型是由 3 个正交的电偶极子和 3 个正交的磁偶极子共点配置而成。单点 EVS 的 3 个电偶极子分别平行于直角坐标系的 x 、 y 、 z 轴, 3 个磁环的法线分别平行于 x 、 y 、 z 轴, 且偶极子和磁环尺寸均远小于信号波长。同时可感应电磁信号的 3 个电场分量和相应的 3 个磁场分量具有同点极化分集接收能力。如果由单点 EVS 按 MIMO

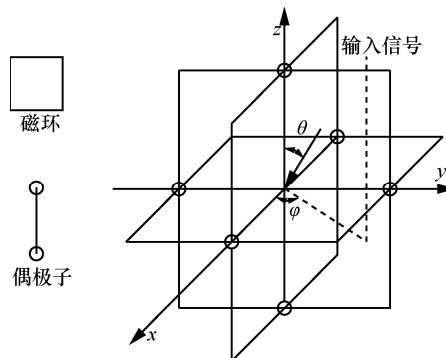


图 1 单点 EVS 物理模型

天线阵列空间结构放置, 可利用其阵列结构进行空域采样来准确获取达波信号, 提高 MIMO 接收性能和其多径信道估计精度。

根据单点 EVS 物理模型, 若第 k 个极化信号入射到单个 EVS 上, 其完备空间极化矢量可表示为^[12]

$$\mathbf{a}(\boldsymbol{\theta}_k, \mathbf{g}_k) \triangleq \boldsymbol{\Psi}(\varphi, \theta) \boldsymbol{\Omega}(\gamma, \eta)$$

$$\triangleq \begin{bmatrix} \cos \theta_k \cos \varphi_k & -\sin \varphi_k \\ \cos \theta_k \sin \varphi_k & \cos \varphi_k \\ -\sin \theta_k & 0 \\ -\sin \varphi_k & -\cos \theta_k \cos \varphi_k \\ \cos \varphi_k & -\cos \theta_k \sin \varphi_k \\ 0 & \sin \theta_k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sin \gamma_k e^{j\eta_k} \\ \cos \gamma_k \end{bmatrix} \mathbf{g}_k$$

$$\triangleq \begin{bmatrix} e_x, e_y, e_z, h_x, h_y, h_z \end{bmatrix}^T \quad (1)$$

其中, $\boldsymbol{\theta}_k$ 和 \mathbf{g}_k 分别为入射信号的空间信息和极化信息, $\theta_k \in [0, \pi)$ 为信号俯仰角, $\varphi_k \in [0, 2\pi)$ 为信号方位角, $\gamma_k \in [0, \frac{\pi}{2})$ 为辅助极化角, $\eta_k \in [-\pi, \pi)$ 为极化相位差, $[\cdot]^T$ 表示矩阵转置。本文重点在于研究入射信号的空间信息, 但为了包含极化信息, 假设 γ_k 和 η_k 均匀分布在定义域内。

2.2 MIMO 天线阵列模型及空间衰落相关信道

图 2 和图 3 所示为 MIMO 天线阵列模型及三维空间坐标。MIMO 天线阵列的几何结构可以是任意的, 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(ULA, uniform linear array)和圆形阵(UCA, uniform circular array)、矩形阵(URA, uniform rectangle array)或空间阵列等。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较多。在接收 MIMO 阵列 ULA 时的入射信号空间导向矢量为

$$\mathbf{a}(\theta, \varphi)_{\text{ULA}} = \left[1, e^{j\kappa \cos \varphi \sin \theta}, \dots, e^{j\kappa(L-1) \cos \varphi \sin \theta} \right]^T \quad (2)$$

其中, $\kappa = 2\pi d / \lambda$, 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。对于半径为 r 的 UCA, 其导向矢量为

$$\mathbf{a}(\theta, \varphi)_{\text{UCA}} = \left[e^{j\zeta \cos(\varphi - \psi_0)}, e^{j\zeta \cos(\varphi - \psi_1)}, \dots, e^{j\zeta \cos(\varphi - \psi_l)}, \dots, e^{j\zeta \cos(\varphi - \psi_{L-1})} \right]^T \quad (3)$$

其中, $\zeta = 2\pi r \sin \theta / \lambda$, $\psi_l = 2\pi l / L, l = 0, 1, \dots, L-1$ 。此外, 对于参考相位位于 xoy 平面上原点的 $N \times M$ 阵元的 URA, 其导向矢量为

$$\mathbf{a}(\theta, \varphi)_{\text{URA}} = \text{vec}(\mathbf{a}_N(\mu) \mathbf{a}_M^T(v)) \quad (4)$$

其中,

$$\mathbf{a}_N(\mu) = \left[1, e^{j\mu}, \dots, e^{j(N-1)\mu} \right]^T$$

$$\mu = k_w d_x \cos \sin \theta$$

$$\mathbf{a}_M(v) = \left[1, e^{jv}, \dots, e^{j(M-1)v} \right]^T$$

$$v = k_w d_y \sin \sin \theta$$

其中, $k_w = \frac{2\pi}{\lambda}$, 标量 d_x 和 d_y 分别为平行于 x 轴和 y 轴的阵元间距。vec(\cdot) 将 $N \times M$ 矩阵映射为 $NM \times 1$ 的列向量。因此对于 MIMO 天线阵列 ULA、UCA 和 URA 3 种几何结构的 EVS 阵列, 三维空间和极化入射信号导向矢量表达式为

$$\mathbf{a}_{\text{EAA}}(\boldsymbol{\theta}, \mathbf{g}) = \mathbf{a}_{\text{EVS}}(\boldsymbol{\theta}, \mathbf{g}) \otimes \mathbf{a}_{\text{UAA}}(\theta, \varphi) \quad (5)$$

其中, \mathbf{a}_{EVS} 和 \mathbf{a}_{UAA} 分别表示单点 EVS 和均匀阵列天线的导向矢量, 运算符 \otimes 表示克罗内克积。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是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时延的频率非选择性信道的线性叠加建模。其信道脉冲响应表达式可为

$$h(t) = \sum_{j=1}^{J_{\text{MPC}}} a_j(t) \mathbf{a}_{\text{EAA}}(\boldsymbol{\theta}_j, \mathbf{g}_j) \quad (6)$$

其中, $a_j(t)$ 为独立同分布(IID, independent identically distributed)的随机变量, J_{MPC} 为发射端天线总数量。传统阵列天线在对达波信号做空间谱估计时, 多数情况是假设知道入射信号的 DOA。对于 MIMO 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函数(SFCF, spatial fading correlation function)。对于图 2 和图 3 所示空间结构的阵列天线, 如果 MIMO 天线阵元为传统 SSA, 则阵元 m 和 n 之间的空间衰落相关 SFCF 可表示为^[12]

$$\rho_{(m,n)} = \frac{\mathbb{E}\{(h_m - \tilde{h}_m)(h_n - \tilde{h}_n)\}}{\sqrt{\mathbb{E}\{(h_m - \tilde{h}_m)^2\} \mathbb{E}\{(h_n - \tilde{h}_n)^2\}}}$$

$$= \frac{\int_{\varphi} \int_{\theta} \mathbf{a}_m(\theta, \varphi) \mathbf{a}_n^*(\theta, \varphi) \sin(\theta) p(\theta, \varphi) d\theta d\varphi}{\sqrt{\int_{\varphi} \int_{\theta} |\mathbf{a}_m(\theta, \varphi)|^2 \sin(\theta) p(\theta, \varphi) d\theta d\varphi}}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{\int_{\varphi} \int_{\theta} |\mathbf{a}_n(\theta, \varphi)|^2 \sin(\theta) p(\theta, \varphi) d\theta d\varphi}} \quad (7)$$

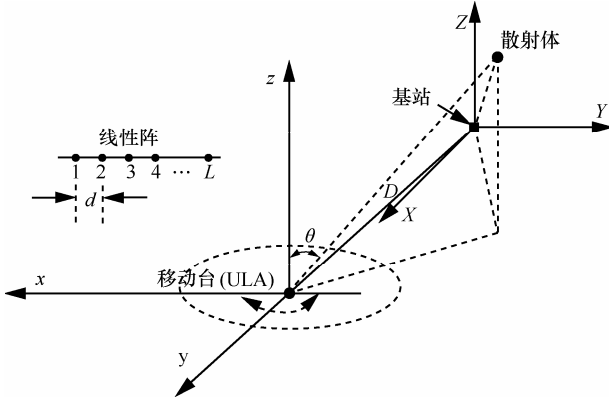


图 2 MIMO 三维空间模型

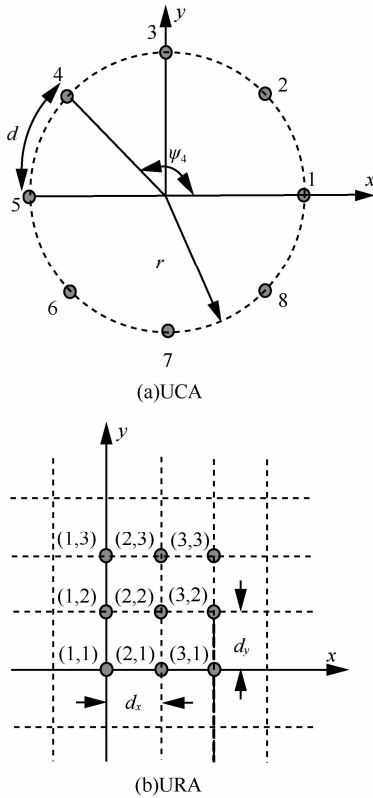


图 3 UCA 和 URA 阵列模型

其中, $E[\cdot]$ 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。如果在 MIMO 每单点阵元配置 EVS 构成的 MIMO 接收阵列天线, 并假设 φ, θ, γ 以及 η 这 4 个变量为均匀分布, 则阵元 m 所接收入射信号的第 p 空间极化分量与阵元 n 所接收入射信号的第 q 空间极化分量之间的相关性, 根据式(5)~式(7)可得

$$\rho_{(m,n,p,q)} = \frac{E\{(h_m - \tilde{h}_m)(h_n - \tilde{h}_n)\}}{\sqrt{E\{(h_m - \tilde{h}_m)^2\}E\{(h_n - \tilde{h}_n)^2\}}}$$

$$\begin{aligned} & \frac{\int \int \int \int_{\varphi} \int_{\theta} \int_{\gamma} \int_{\eta} \mathbf{a}_{EAA(m,p)}(\boldsymbol{\theta}, \mathbf{g}) \mathbf{a}_{EAA(n,q)}^*(\boldsymbol{\theta}, \mathbf{g}) \sin(\theta) p(\boldsymbol{\theta}, \mathbf{g}) d\theta d\varphi d\gamma d\eta}{\sqrt{\int \int \int \int_{\varphi} \int_{\theta} \int_{\gamma} \int_{\eta} |\mathbf{a}_{EAA(m,p)}(\boldsymbol{\theta}, \mathbf{g})|^2 \sin(\theta) p(\boldsymbol{\theta}, \mathbf{g}) d\theta d\varphi d\gamma d\eta}} \\ & \frac{1}{\sqrt{\int \int \int \int_{\varphi} \int_{\theta} \int_{\gamma} \int_{\eta} |\mathbf{a}_{EAA(m,q)}(\boldsymbol{\theta}, \mathbf{g})|^2 \sin(\theta) p(\boldsymbol{\theta}, \mathbf{g}) d\theta d\varphi d\gamma d\eta}} \\ & = \frac{M_{(m,n,p,q)}}{\sqrt{\boldsymbol{\Phi}_p \boldsymbol{\Phi}_q^T}} \end{aligned} \quad (8)$$

因假设了极化随机参数 γ 和 η 是均匀分布, 由式(6)所示特征, 推导过程中对 2 个极化参数的积分可以算出确定的值。如果以 MIMO 天线 UCA 为例可导出

$$M_{(m,n,p,q)} = \int_{\varphi_0 - \Delta_p}^{\varphi_0 + \Delta_p} \int_{\theta_0 - \Delta_\theta}^{\theta_0 + \Delta_\theta} \left(\sum_{i=1}^2 \boldsymbol{\Psi}_{i,p}(\varphi, \theta) \boldsymbol{\Psi}_{i,q}^T(\varphi, \theta) \right) e^{j[\zeta \cos(\varphi - \psi_m) - \cos(\varphi - \psi_n)]} \sin \theta d\theta d\varphi \quad (9)$$

$\boldsymbol{\Psi}_{i,p}$ 表示式(1)中矩阵 $\boldsymbol{\Theta}_p$ 的第 i 列的第 p 空间分量, 应用欧拉公式和第一类贝塞尔函数分解式(9), 推导可得式(9)实部和虚部为

$$\begin{aligned} \text{Re}[M_{(m,n,p,q)}] &= \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{(k!)^2} \left(\frac{Z}{2} \right)^{2k} \\ & \left(G_{tu00}(\varphi) F_{tu00}(\theta) + G_{tu00}(\varphi) F_{tu00}(\theta) \right) + \\ & 2 \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{l=1}^{\infty} \frac{(-1)^l}{l! \Gamma(2k+l+1)} \left(\frac{Z}{2} \right)^{2(k+l)} \\ & \left(G_{tu00}(\varphi) F_{tu0w0}(\theta) + G_{tu0w}(\varphi) F_{tu0x0}(\theta) \right) \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \text{Im}[M_{(m,n,p,q)}] &= 2 \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{l=0}^{\infty} \frac{(-1)^l}{l! \Gamma(2k+l+2)} \left(\frac{Z}{2} \right)^{2(k+l+1)} \\ & \left(G_{tu0w}(\varphi) F_{tu00x}(\theta) + G_{tu0w}(\varphi) F_{tu00x}(\theta) \right) \end{aligned} \quad (11)$$

其中, $Z = 2\pi r / \lambda \sqrt{2 - 2 \cos(\psi_m - \psi_n)}$, $\Gamma(\cdot)$ 为伽马函数。为简化和导出通用闭合表达式, 子函数 $G_{tuvw}(\varphi)$ 和 $F_{tuvwx}(\theta)$ 定义为

$$G_{tuvw}(\varphi) = \int_{\varphi_0 - \Delta_p}^{\varphi_0 + \Delta_p} \cos^t(\varphi) \sin^u(\varphi) \cos^v[2k(\varphi + \zeta)] \sin^w[(2k+1)(\varphi + \zeta)] d\varphi \quad (12)$$

$$F_{tuvwx}(\theta) = \int_{\theta_0 - \Delta_\theta}^{\theta_0 + \Delta_\theta} \cos^t(\theta) \sin^u(\theta) \sin^{v(2k+1)}(\theta) \sin^{w[2(k+l+1)]}(\theta) d\theta \quad (13)$$

其中, 函数下标参数 t, u, v, w 和 x 取值与极化分量 p 和 q 相关, 可由式(9)中 $\sum_{i=1}^2 \boldsymbol{\Psi}_{i,p}(\varphi, \theta) \boldsymbol{\Psi}_{i,q}^T(\varphi, \theta)$ 直

接求解。式(12)中 ξ 由UCA结构定义为

$$\xi = \tan^{-1} \left(\frac{\cos(\psi_m) - \cos(\psi_n)}{\sin(\psi_m) - \sin(\psi_n)} \right) \quad (14)$$

在式(8)分母求解中, $\Phi_p \Phi_q^T$ 为

$$\begin{aligned} \Phi_p \Phi_q^T &= \int_{\varphi_0 - \Delta_\varphi}^{\varphi_0 + \Delta_\varphi} \int_{\theta_0 - \Delta_\theta}^{\theta_0 + \Delta_\theta} \left(\sum_{i=1}^2 \Psi_{i,p}^2(\varphi, \theta) \right) \sin \theta d\theta d\varphi \cdot \\ &\int_{\varphi_0 - \Delta_\varphi}^{\varphi_0 + \Delta_\varphi} \int_{\theta_0 - \Delta_\theta}^{\theta_0 + \Delta_\theta} \left(\sum_{i=1}^2 \Psi_{i,q}^2(\varphi, \theta) \right) \sin \theta d\theta d\varphi \quad (15) \end{aligned}$$

针对ULA和URA结构的MIMO阵列天线, 可利用其入射信号导向矢量式(2)和式(4), 置换式(9)部分函数和式(14)、式(15)相关参数, 可导出其空间相关信道参数。

3 基于EVS的MIMO天线接收系统性能

3.1 达波信号空间谱估计

传统的空间谱估计算法如延迟-相加法、Capon最小方差法等, 主要基于波束形成和零陷引导的概念, 并没有涉及到信号和噪声的统计模型或者入射信号矢量模型。在引入信号模型之后, 几种重要的谱估计算法如最大熵(ME)算法、最大似然谱估计(MLE)算法以及自回归(AR)模型法等相继被提出, 此类算法基于信号特征模型分辨信号和噪声的特征差异, 但处理时效不是很明显。以MUSIC为代表的噪声子空间类算法, 以及以ESPRIT(旋转不变技术估计参数)为代表的信号子空间类算法得到广泛应用。其中, MUSIC空间谱估计算法是将入射信号空间分解为信号子空间和噪声子空间, 根据2种子空间的正交性来进行空间谱估计。本文以MUSIC算法为例, 对基于EVS的MIMO天线阵列进行空间谱估计分析。

假设无线通信信道为非频率选择性瑞利衰落信道, 有 K 个信号入射到阵元数为 M 的EVS阵列上, 且 $K \leq M$, 则接收信号表达式为

$$\mathbf{u}(t) = \mathbf{A}\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) = \sum_{i=1}^K \mathbf{a}(\boldsymbol{\Theta}_i, \mathbf{g}) s_i(t) + \mathbf{n}(t) \quad (16)$$

其中, $\mathbf{a}(\boldsymbol{\Theta}_i, \mathbf{g})$ 为式(5)所示的信号导向矢量, $s_i(t)$ 为独立同分布窄带随机信号, $\mathbf{n}(t)$ 是均值为0、方差为 σ^2 的平稳高斯白噪声, $\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\boldsymbol{\Theta}_1, \mathbf{g}), \mathbf{a}(\boldsymbol{\Theta}_2, \mathbf{g}), \dots, \mathbf{a}(\boldsymbol{\Theta}_K, \mathbf{g})]$ 表示EVS阵列构成的 $6M \times K$ 阶矩阵。MIMO天线阵列达波信号的自相关矩阵 \mathbf{R}_{uu} 可表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{uu} &= \mathbb{E}[\mathbf{u}(t)\mathbf{u}^H(t)] \\ &= \mathbf{A}\mathbb{E}[\mathbf{s}(t)\mathbf{s}^H(t)]\mathbf{A}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I} = \mathbf{A}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{A}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad (17) \end{aligned}$$

如果对式(17)作奇异值分解可得到

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{uu} &= \mathbf{U}\mathbf{A}\mathbf{V}^H \\ &= [\mathbf{U}_s \quad \mathbf{U}_n] \begin{bmatrix} \boldsymbol{\Sigma}_s & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \boldsymbol{\Sigma}_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_s \\ \mathbf{V}_n \end{bmatrix}^H \\ &= \mathbf{U}_s (\boldsymbol{\Sigma}_s) \mathbf{V}_s^H + \mathbf{U}_n \boldsymbol{\Sigma}_n \mathbf{V}_n^H \quad (18) \end{aligned}$$

其中, $\boldsymbol{\Sigma}_s$ 和 $\boldsymbol{\Sigma}_n$ 分别为 \mathbf{R}_{uu} 中 K 个最大特征值以及后 $M-K$ 个特征值所构成的对角矩阵, \mathbf{U}_s 和 \mathbf{V}_s 是 K 个最大特征值对应的特征向量张成的信号子空间, 同理 \mathbf{U}_n 和 \mathbf{V}_n 由后 $M-K$ 个特征值对应特征向量张成的噪声子空间。由于信号子空间与噪声子空间正交, 而且达波信号假设为弱相关或不相关, 通过对MUSIC谱峰值的搜索, 可得达波信号空间谱为

$$P(\boldsymbol{\Theta}) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\boldsymbol{\Theta}, \mathbf{g}) \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H \mathbf{a}(\boldsymbol{\Theta}, \mathbf{g})} \quad (19)$$

3.2 MIMO天线阵列信道容量

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。因为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IID复高斯信道模型, 奠定了MIMO信道容量分析的理论基础^[1,2,13]。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, 此时一个突发时间内信道容量的统计均值为

$$\bar{C} = \mathbb{E} \left[\text{lb det} \left(\mathbf{I}_{N_r} + \frac{P}{N_t \sigma^2} \mathbf{H}\mathbf{H}^H \right) \right] \quad (20)$$

其中, C 的单位为 $\text{bit} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{Hz}^{-1}$, \mathbf{I}_{N_r} 为 N_r 维单位矩阵, P/σ^2 为信道信噪比。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

$$\mathbf{H} = \mathbf{R}_r^{\frac{1}{2}} \mathbf{H}_w \left(\mathbf{R}_t^{\frac{1}{2}} \right)^T \quad (21)$$

其中, \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。因 \mathbf{H}_w 假设为IID信道, 满足

以下性质。

$$\mathbf{E}\{[\mathbf{H}_w]_{(i,j)}\}=0, \quad \mathbf{E}\{[|\mathbf{H}_w]_{(i,j)}|^2\}=1 \quad (22)$$

$$\mathbf{E}\{[\mathbf{H}_w]_{(i,j)} \cdot [\mathbf{H}_w]_{(m,n)}^*\}=1, i \neq m \text{ 或 } j \neq n \quad (23)$$

将式(21)代入式(20), 得

$$\bar{C} = \mathbf{E}\left[\text{lb det}\left(\mathbf{I}_{N_r} + \frac{P}{N_t \sigma^2} (\mathbf{R}_r)^{\frac{1}{2}} \cdot \mathbf{H}_w \cdot \mathbf{R}_t \cdot \mathbf{H}_w^H \cdot (\mathbf{R}_r^H)^{\frac{1}{2}}\right)\right] \quad (24)$$

如果发射端天线数量 N_t 和接收端天线数量 N_r 相同, 且 \mathbf{R}_r 矩阵满秩和 \mathbf{R}_t 矩阵为单位矩阵, 在高信噪比下信道容量可近似为

$$\bar{C} \approx \mathbf{E}\left[\text{lb det}\left(\frac{P}{N_t \sigma^2} \mathbf{H}_w \mathbf{H}_w^H\right) + \text{lb det}(\mathbf{R}_r)\right] \quad (25)$$

由此可在 EVS 阵列的 MIMO 天线空间相关矩阵基础上, 即可利用上式评估 EVS 阵列对 MIMO 信道容量的影响。

以上研究和推导了基于 EVS 的 MIMO 天线阵元空间衰落相关性、DOA 空间谱和系统信道容量。研究中着重考虑了接收端移动台(MS, mobile station), 但在实际的 MIMO 天线系统中, 在基站(BS, base station)和 MS 均可使用多天线阵列。因此 BS 和 MS 均可采用 EVS。通常提高 MIMO 天线系统性能的主要方法之一是使 BS 和 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。对结构紧凑的 MS 阵列天线, 其阵元间空间衰落相关性较强, 采用 EVS 更能有效改善其接收性能。在 BS 采用 EVS, MIMO 天线系统的适用性及性能不会受限。但由于 BS 阵元间可能有足够的空间间距, 其空间衰落相关性较弱, EVS 对系统性能的改善不明显。如果需要在 BS 的 MIMO 天线阵列中采用 EVS 阵列, 同样可从 BS 的多天线阵列结构和入射信号分布入手导出空间导向矢量方程, 再利用方程(5)引入 EVS 的空间极化矢量方程, 即可推导阵元间空间衰落相关性方程和仿真系统信道容量。

4 仿真结果与分析

4.1 达波信号空间谱估计

图 4~图 6 为 MIMO 天线阵列 ULA、UCA 和 URA 的达波信号的空间谱估计结果。假设天线阵元数均为 9, ULA 阵元间距均为 $d = 0.5\lambda$, UCA 阵元半径 $r = 0.5\lambda$ 以及 URA 间距 $d_x = d_y = 0.5\lambda$ 。如果入射信

号为 2 个等幅度源, 而且垂直极化, 其 DOA 参数 φ 和 θ 分别为 $(45^\circ, 120^\circ)$ 和 $(135^\circ, 60^\circ)$ 。结果显示对于传统 SSA, 在对入射信号进行三维空间定位时会出现相位模糊。其中, 在 UCA 和 URA 对单个达波信号进行 θ 角测向时, 可能出现 2 个 MUSIC 伪谱峰值。由于 ULA 的空间非均匀性, 方向性选择更强, 对达波信号的相位模糊更加严重, 不但在 θ 角测向时出现多个伪峰, 甚至在 φ 角测向时也出现多个伪峰。结果显示在采用 EVS 构成的 MIMO 天线阵列均能对达波信号进行精确的三维空间无模糊定位, 能降低阵列空间结构的要求。由于单点 EVS 即可完成无模糊定位, 即可大大减少阵列尺寸。EVS 在电磁信号接收、目标识别与定位的工程应用中是 SSA 所无法比拟的, 在多领域具有很好的应用前景。

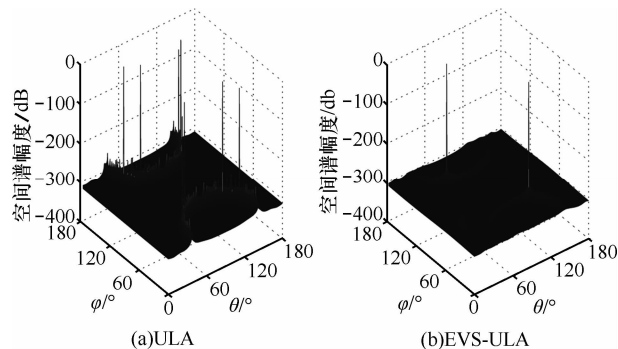


图 4 ULA 和 EVS-ULA 空间谱

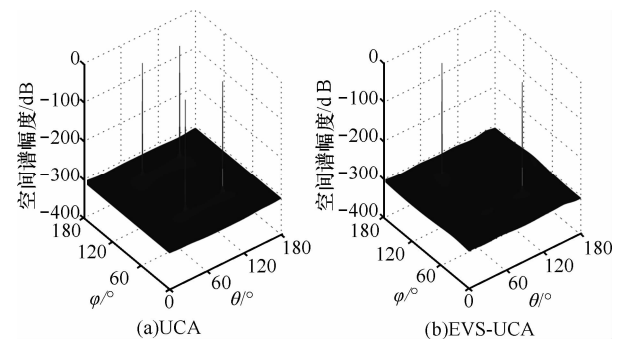


图 5 UCA 和 EVS-UCA 空间谱

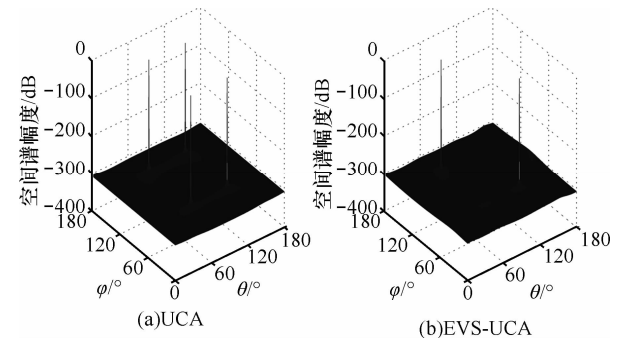


图 6 URA 和 EVS-URA 空间谱

4.2 信道相关性

在 MIMO 天线通信环境中，由于通信终端小型化趋势的发展越来越明显，紧凑型阵列天线越来越得到需求和关注。多径信道也由于天线阵元间距的减少会增加阵元空间信号相关性，甚至受到互耦效应的影响。

若达波信号为水平面($\theta = 90^\circ$)且均匀分布扩展角为 $\Delta_\varphi = 60^\circ$ 时，接收端为四阵元，图 7 给出 SSA 和 EVS 阵列中不同天线单元间相关性的结果。图中 ULA 和 UCA 的 $\rho(1,2)$ 表示阵元 1 和 2 的相关系数，URA 的 $\rho(1,1,2,2)$ 表示阵元(1,1)和(2,2)之间相关系数。UCA 和 URA 衰落速度相对较慢，ULA 的阵元相关性衰落最快且有达零点值，其中，第一个零值近似出现在 $d/\lambda \approx 30/\Delta_\varphi$ 。如果在每阵元点设置 EVS 观测达波信号的空间参数，则 EVS-ULA 和 EVS-UCA 的阵元空间极化分量相关性选择为 $\rho(1,2, e_x, e_x)$ ，表示阵元 1 和 2 各自的第一个空间极化分量之间相关系数。EVS-URA 的相关性可表示为 $\rho(1,1,2,2, e_x, e_x)$ 。图 7 显示出随着阵元间距增加，相比传统 SSA，基于 EVS 阵列的衰落系数幅度更低，基本保持在 0.1 以下波动，这在 EVS-ULA 表现更为明显。因此 EVS 阵列具有缓解多径信道相关性特性，有效改善系统的性能。

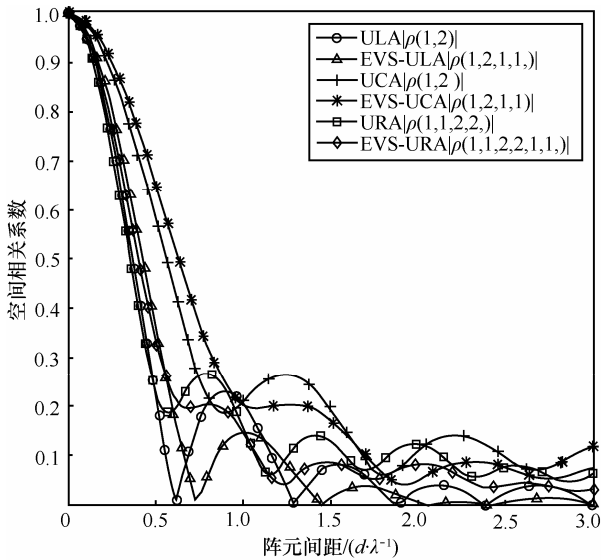


图 7 阵元间距对空间相关性

图 8~图 10 为 MIMO 天线 ULA、UCA 和 URA 单元空间相关性受三维空间坐标 φ 和 θ 角度参数影响的空间曲面图。计算中假定达波信号的扩展

角 Δ_φ 和 Δ_θ 固定为 30° ，图中结果显示对于传统 SSA，俯仰角 θ 对相关性的影响较小，且相关性系数幅度关于 $\theta = 90^\circ$ 轴对称。根据相关性曲面在 φ 轴上投影可看出，ULA 关于 $\varphi = 90^\circ$ 对称，UCA 和 URA 阵列相关性趋势相似呈现中心对称趋势。且阵元间相关系数幅度都保持在 0.5 以上，甚至在小角度 φ 时相关系数达到 0.9 以上，表明阵元间相关性较强，势必影响达波信号的接收和识别。对于 MIMO 天线 EVS-ULA、EVS-UCA 和 EVS-URA 设计，列举 EVS 阵列的 3 组空间极化分量的相关性分别是 (e_x, e_x) 、 (e_x, e_y) 以及 (e_x, e_z) 。图中可以清楚地看到，除了同向空间极化分量的相关性 (e_x, e_x) 与 MIMO 天线阵列相似，其他空间极化分量间的相关系数基本都降低到 0.6 以下，特别在 $\varphi = 90^\circ$ 附近呈现低谷。研究表明由于阵元空间极化分量的组合不同，其受到 φ 和 θ 的影响有很大差异^[14]。另外从幅值衰落趋势结果观测，EVS 阵列特性受空间结构的影响较小。

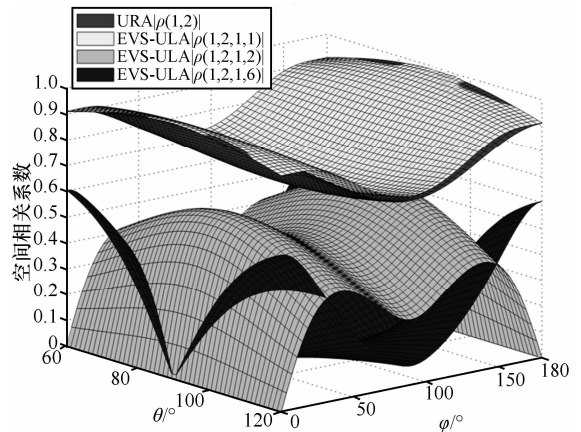


图 8 φ 和 θ 对 ULA 和 EVS-ULA 相关性

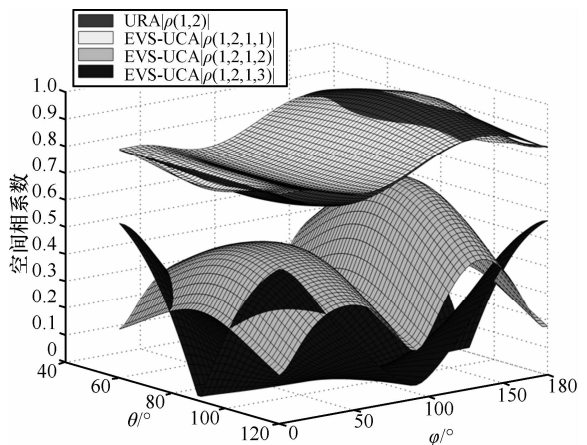


图 9 φ 和 θ 对 UCA 和 EVS-UCA 相关性

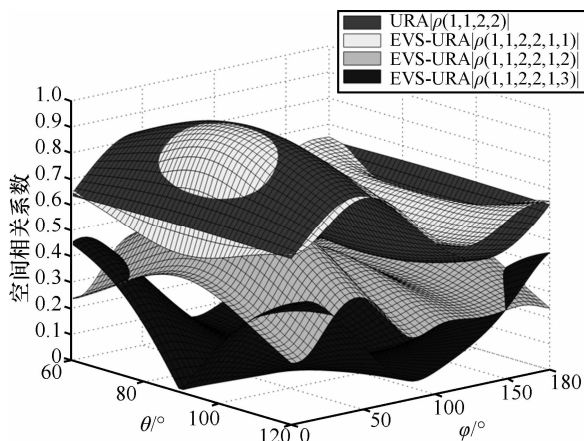


图 10 φ 和 θ 对 URA 和 EVS-URA 相关性

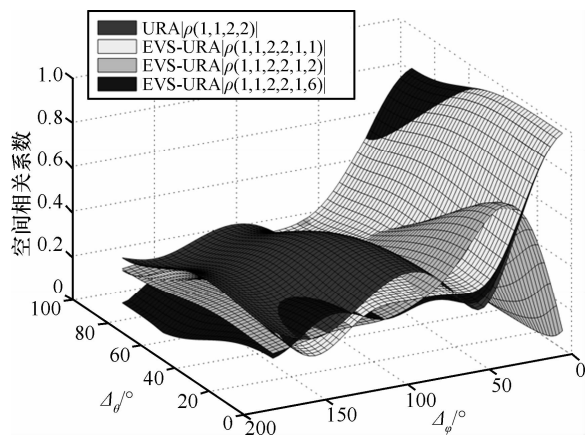


图 13 Δ_θ 和 Δ_φ 对 URA 和 EVS-URA 相关性

图 11~图 13 所示为达波信号的扩展角 Δ_θ 和 Δ_φ 对 MIMO 天线空间结构阵列阵元相关性的影响,方位角 φ 和俯仰角 θ 固定为 90° 。若假设达波信号为横向平面波,电场分量和磁场分量相互正交,且垂直传播方向导致某些空间极化分量之间相关性为 0。图中给出了 (e_x, e_x) 、 (e_x, e_y) 以及 (e_x, e_z)

3 种组合,无论是传统 SSA, 还是 EVS 阵列,空间相关性系数均受 Δ_θ 的影响较小,随 Δ_θ 增大呈缓慢衰落趋势。在小角度 Δ_θ 时的阵元相关系数较高,随着 Δ_θ 增大呈急剧衰落趋势。其后在大角度 Δ_θ 时现小幅度波动。空间阵列结构 ULA 的相关性变化较剧烈,UCA 衰落相对缓慢,URA 在大角度 Δ_θ 呈现较低幅度。因此 EVS 阵列性能优于 SSA, EVS 能使更多空间极化分量的相关性趋于零值,使 MIMO 系统获得最大的信道容量增长,利于提高系统性能。

4.3 信道容量

在通常衰落信道下如果空间足够,即使发送端不知道信道的状态信息, MIMO 系统能获得与最小天线数成线性增长的信道容量。但是在 MS 端 MIMO 天线设计中,信道之间存在相关性和互耦效应以及空间极化效应等可能使信道容量急剧下降。前面章节证明了 EVS 具有精确感知达波信号的空间极化信息,降低阵列单元间空间信道相关性,在 MIMO 阵列单元设置 EVS,能有效提高系统容量。本节给出了许多具有价值的仿真结果。在分析和模拟仿真 MIMO 信道容量过程中,假设天线阵元数量为四阵元,ULA 和 URA 阵元间距为 0.5λ ,UCA 取圆周半径 $r=0.5\lambda$,入射信号信噪比为 20dB。图 14~图 16 给出了三维空间参数方位角 φ 和俯仰角 θ 对接收阵列信道容量的影响。假设 Δ_θ 和 Δ_φ 固定为 30° ,图 14 显示 ULA 和 EVS-ULA 阵列的信道容量于 $\varphi=90^\circ$ 以及 $\theta=90^\circ$ 为中心对称,且在对称中心点信道容量达到峰值。在达波信号俯仰角 θ 小角度或大角度到达时,信道容量基本不受

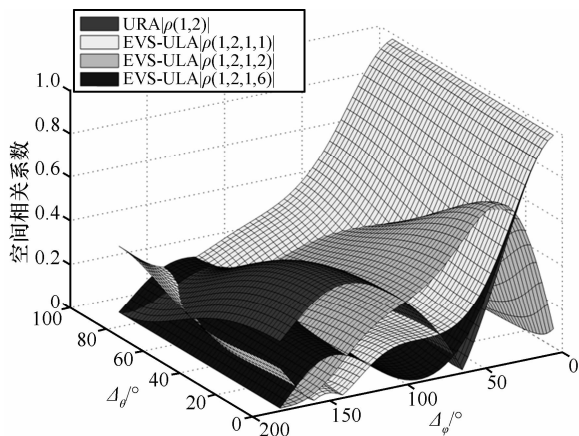


图 11 Δ_θ 和 Δ_φ 对 ULA 和 EVS-ULA 相关性

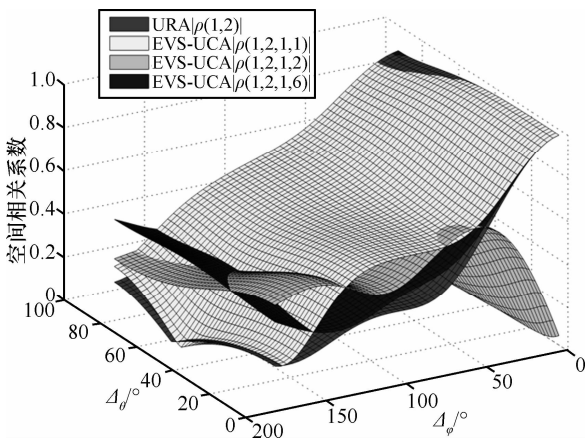


图 12 Δ_θ 和 Δ_φ 对 UCA 和 EVS-UCA 相关性

θ 的影响。而在方位角 φ 小角度或大角度到达时, 在 $\theta = 90^\circ$ 附近信道容量达最小值。

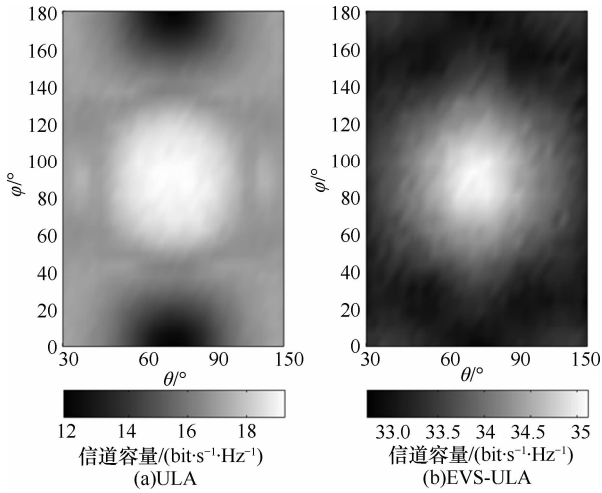


图 14 φ 和 θ 对 ULA 和 EVS-ULA 信道容量

图 15 为 MIMO 天线 UCA 的信道容量结果。结果显示其受到 φ 和 θ 的影响与 ULA 相比有较大差异, 相比之下 UCA 在 $\theta < 50^\circ$ 或 $\theta > 130^\circ$ 能得到稳定的信道容量。且 EVS-UCA 在 φ 为小角度和大角度时, 信道容量有所改善。UCA 在整个空间领域范围内信道容量变化较小且性能稳定。图 16 所示 URA 阵列在的信道容量分布与 UCA 几乎相同, 这是由于四阵元的 UCA 和 URA 几何结构基本相同。严格来说, 图 15 和图 16 中的 UCA 和 URA 信道容量分布应完全相同, 但 UCA 中阵元间距非欧式间距, 采用弧线间距, 如图 2 所示, 这使得 URA 平均信道容量要略高于 UCA。但所有结果显示基于 EVS 阵列的接收系统信道容量得到显著提升。

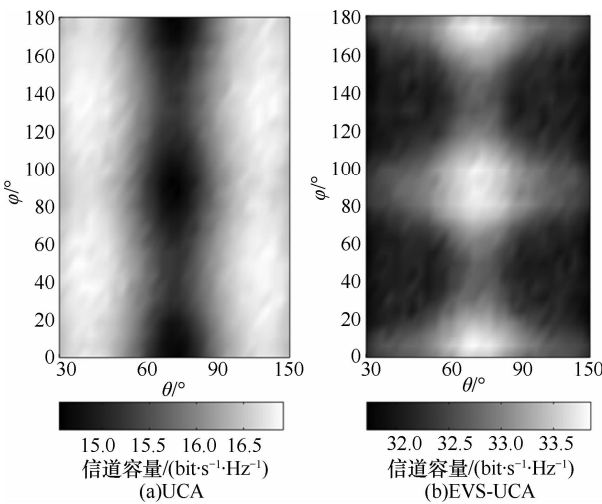


图 15 φ 和 θ 对 UCA 和 EVS-UCA 信道容量

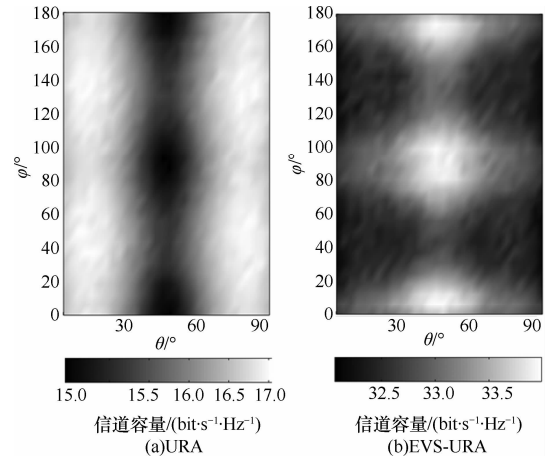


图 16 φ 和 θ 对 URA 和 EVS-URA 信道容量

图 17~图 19 给出了扩展角 Δ_φ 和 Δ_θ 对 MIMO 系统信道容量的影响。假设达波信号 $\varphi = 90^\circ$ 和 $\theta = 90^\circ$, ULA 的信道容量随 Δ_φ 增加急剧提升,

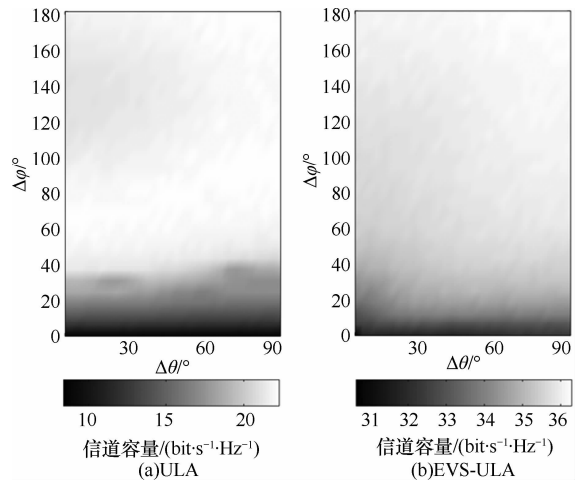


图 17 Δ_φ 和 Δ_θ 对 ULA 和 EVS-ULA 信道容量

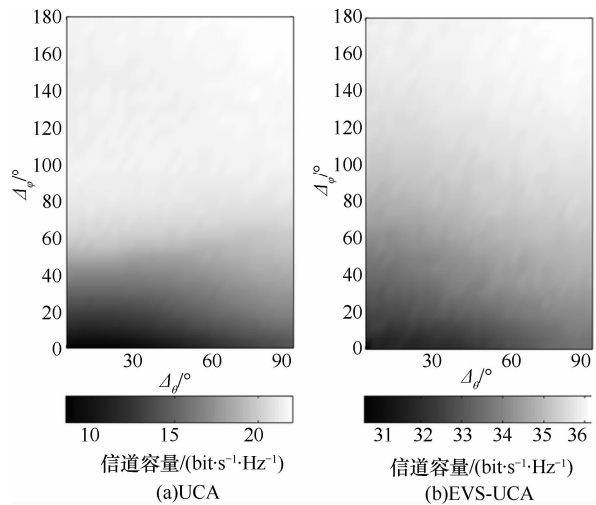


图 18 Δ_φ 和 Δ_θ 对 UCA 和 EVS-UCA 信道容量

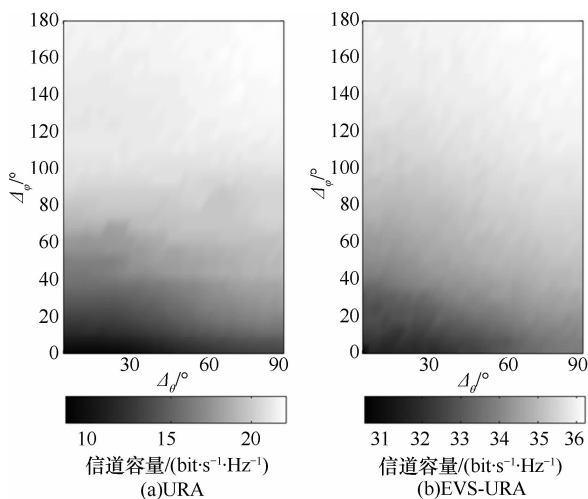


图 19 Δ_ϕ 和 Δ_θ 对 URA 和 EVS-URA 信道容量

在 $\Delta_\phi > 40^\circ$ 时达容量极值并保持稳定，而 Δ_θ 对其信道容量影响较小。图 18 和图 19 所示 UCA 和 URA 的信道容量分布相似度较高，信道容量均随着 Δ_ϕ 或者 Δ_θ 增大而显著提升，且在 $\Delta_\phi > 90^\circ$ 达到峰值。相比 ULA 结果，UCA 和 URA 性能受扩展角影响较小且性能稳定。结果也显示基于 EVS 阵列接收性能优于 SSA。文献[12]结果显示如果接收端为单点 EVS 设计，在 Δ_ϕ 和 Δ_θ 同时为最大值，系统容量上限达到约为 $26.5\text{bit}\cdot\text{s}^{-1}\cdot\text{Hz}^{-1}$ 。如果本设计中四天线单元均采用 EVS 阵列设计，使得三维空间内所有方位的达波信号都能被阵列天线所接收，信道容量上限约为 $36.5\text{bit}\cdot\text{s}^{-1}\cdot\text{Hz}^{-1}$ 。

针对 SSA 和 EVS 的 MIMO 天线阵列，以上分析了信号的空间谱和任意阵列单元间的空间相关性，并仿真了系统的信道容量。分析中采用的是研究者常用的 ULA、UCA 和 URA 天线阵列和信道环境，所以给出的性能比较环境具有一般价值。从计算和仿真结果的总结，可得出传统 SSA 和 EVS 的 MIMO 天线阵列的性能比较结论如下：1)采用 EVS 构成的 MIMO 天线阵列均能对达波信号进行精确的三维空间无模糊定位，能降低对阵列空间结构的要求；2)采用 EVS 的 MIMO 天线阵列，具有缓解多径信道相关性特性，使更多空间极化分量的相关性趋于零值，且相关性特性受阵列空间结构的影响较小；3)基于 EVS 阵列的 MIMO 天线阵列能使信道容量显著提升，且受到达波信号的方位角和俯仰角的影响较轻，具有稳定的性能。

5 结束语

本文将 EVS 信号处理法与 MIMO 天线接收信号处理有机地结合，分析了三维空间信道参数与信道容量，建立了 MIMO 天线三维信道理论模型。并采用 MUSIC 算法对 ULA、UCA 和 URA 阵列的空间谱估计能力进行了深入研究，结果证明 EVS 阵列能对达波信号空间谱进行无模糊定位，阐明了 EVS 阵列信号模型与 MIMO 空间多径信道的关系。与传统 MIMO 天线阵列相比较，EVS 具有空间域和极化信号处理能力，能缓解空间多径信道相关性，使空间极化分量的相关性趋于零值，而且使 MIMO 系统性能受到空间结构的影响较轻，改善信道容量和提高系统接收顽健性。结果表明在提高 MIMO 天线系统性能上，EVS 阵列比 SSA 的接收性能更具优越性。

参考文献:

- [1] FOSCHINI G J, GANS M J. On limits of wireless communication in a fading environment when using multiple antennas[J]. *Wireless Personal Communications*, 1998, 6(3): 311-335.
- [2] SHIU D S, FOSCHINI G J, GANS M J. Fading correlation and its effect on the capacity of multielement antenna systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2000, 48(3): 502-513.
- [3] 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.
- [4] TSAI J A, 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.
- [5] KUCHARA J, ROSSI P, BONEK E. Directional macro-cell channel characterization from urban measurements [J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagations*, 2000, 48(2): 137-146.
- [6] 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.
- [7] WONG K T, ZOLTOWSKI M D. Uni-vector-sensor ESPRIT for multisource azimuth, elevation, and polarization estimation[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagations*, 1997, 45(10): 1467-1474.
- [8] 刘涛, 刘志文. 单电磁矢量传感器 DOA 和极化的同时估计[J]. *计算机仿真*, 2004, 21(8): 51-53.

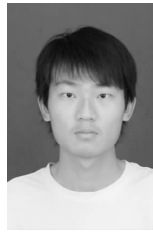
- LIU T, LIU Z W. Uni-vector-sensor DOA and polarization estimation[J]. *Computer Simulation*, 2004, 21(8): 51-53.
- [9] 唐菁敏, 刘增力, 彭仕欣等. 基于电磁矢量传感器阵列的空间谱估计[J]. *昆明理工大学学报(理工版)*, 2006, 31(6): 51-54.
- TANG J M, LIU Z L, PENG S X, *et al.* Estimation of spatial spectrum based on electromagnetic vector sensor array[J]. *Journal of Kunming University of Science and Technology (Science and Technology)*, 2006, 31(6): 51-54.
- [10] COMPTON R T J. On the performance of a polarization sensitive adaptive array[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagations*, 1981, 29(5): 718-725.
- [11] NEHORAI A, PALDI E. Vector-sensor array processing for electromagnetic source localization[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1994, 42(2): 376-398.
- [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.
- [13] CHIZHIK D, FARROKHI F R, LING J, *et al.* Effect of antenna separation on the capacity of BLAST in correlated channels[J]. *IEEE Communications Letters*, 2000, 4(11): 337-339.
- [14] YONG S K, THOMPSON J S. A 3-dimensional spatial fading correlation model for electromagnetic vector sensors[A]. *IEEE International*

Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory[C]. Beijing, China, 2003. 843-847.

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。



邱琳(1988-), 男, 江苏徐州人, 南京信息工程大学硕士生, 主要研究方向为移动通信理论、多天线 MIMO 信道建模等。



菊池久和(1951-), 男, 日本新泻人, 日本国立新泻大学教授, 南京信息工程大学名誉教授、博士生导师, 主要研究方向为信号处理、通信理论等。