

固定阵列长度两发多收 MIMO 系统功率偏移分析

于光伟 牛凯 贺志强 王绪振 林家儒
(北京邮电大学泛网无线通信教育部重点实验室 北京 100876)

摘要: 高信噪比情况下, 功率偏移是信噪比-容量曲线中信噪比轴的截距, 优化功率偏移参数有助于提高系统容量。该文采用固定阵列长度的均匀直线阵, 通过拟合三对角特普利茨矩阵行列式曲线, 分析了接收天线间相关性以及收发天线数目的最大值对于两发多收单用户 MIMO 系统功率偏移的影响, 得出了给定天线阵列长度情况下, 功率偏移极值点的基本公式。仿真结果表明, 可以利用极值点公式选择合理的接收天线数目, 实现最优功率偏移。

关键词: 多输入多输出; 复用增益; 功率偏移; 高信噪比; 特普利茨矩阵

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2010)04-0781-05

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2009.00346

Power Offset Analysis of Two Transmit Multiple Receive MIMO Systems with Antenna Arrays of Fixed Length

Yu Guang-wei Niu Kai He Zhi-qiang Wang Xu-zhen Lin Jia-ru
(Key Lab of Universal Wireless Communications, Ministry of Education,
Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

Abstract: In high SNR region, power offset is the zero-order term in SNR axis of SNR-capacity curve and its optimization is helpful to improve capacity. In this paper, based on fitting determinant curve of tri-diagonal Toeplitz matrix, expression of extreme points is derived to analyze power offset of two transmit multiple receive single-user MIMO systems with uniform linear antenna array of fixed length. These proposed extreme points are determined by correlation of receive antenna elements and maximum of number of antenna elements between transmit and receive arrays. According to the obtained expression, the simulation results show that optimal power offset can be achieved by selecting suitable number of receive antenna.

Key words: MIMO; Multiplexing gain; Power offset; High SNR; Toeplitz matrix

1 引言

多输入多输出(Multiple Input Multiple Output, MIMO)系统已成为下一代移动通信系统的关键技术。目前针对 MIMO 的研究主要集中在两个方面: 其一是 MIMO 系统容量的研究^[1,2], 包括高信噪比下功率偏移(power offset)^[3,4]和复用增益(multiplexing gain), 也有文献称为自由度(degree of freedom)^[5]等参数的分析; 其二则是基于特定技术的 MIMO 系统的性能分析, 通过理论分析及仿真重点研究差错性能。

高信噪比下, 功率偏移是信噪比-容量曲线中信噪比轴的截距, 复用增益则是斜率, 两者可以联合表征信噪比-容量曲线的基本特征。对于具有相同复用增益的单用户 MIMO 系统而言, 功率偏移成为刻画其系统容量差异的重要参数。近来, 分析功率偏移参数的经典文献很多。在复用增益相同的情况下,

文献[4]通过分析高信噪比时功率偏移参数, 比较了脏纸编码与线性预编码系统容量的差别。也可以联合分析功率偏移与复用增益, 用于不同应用机制下系统性能的比较, 文献[5]中依靠功率偏移与复用增益分析了 MIMO X 信道不同分解机制的性能。

本文重点研究固定阵列长度两发多收 MIMO 系统的功率偏移, 也就是说复用增益固定为 2, 只分析功率偏移对于 MIMO 系统容量的影响。如果假定信道响应间不存在相关性, 单方面增加接收天线不会改变复用增益, 然而系统的功率偏移会相应地减小。同时由于天线阵列长度固定, 增加接收天线会减小天线间距, 导致信道响应间相关性增大, 系统的功率偏移也会随着相关性的增大而增大。本文在分析单用户两发多收 MIMO 系统的功率偏移时, 将联合考虑信道响应的相关性与单方面增加接收天线对于功率偏移的影响, 推导功率偏移的极值点公式, 用于选择最优接收天线数目, 提高系统容量。后续第 2 节和第 3 节分别给出系统模型、相关定义以及 MIMO 相关信道模型, 固定长度天线阵列两发多收单用户 MIMO 的功率偏移分析在第 4 节介绍,

2009-03-19 收到, 2009-07-30 改回

国家 973 计划项目(2007CB310604, 2009CB320401)和国家自然科学基金(60772108, 60702048)资助课题

通信作者: 于光伟 yuguangwei1982@gmail.com

仿真结果与结束语请参见第5、6节。

2 系统模型及相关定义

对于单用户 MIMO 系统而言,其基带模型可以描述为

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (1)$$

其中 \mathbf{H} 为 $n_R \times n_T$ 信道响应矩阵, $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_{n_T}]^T$ 代表发送的复信号向量,其归一化的协方差矩阵满足

$$\Phi = \frac{E(\mathbf{x}\mathbf{x}^H)}{(1/n_T) \cdot E[\|\mathbf{x}\|^2]} \quad (2)$$

由于归一化的影响, $\text{tr}(\Phi) = n_T$, 于是等方向性输入(isotropic input)对应的输入向量协方差矩阵为 $\Phi = \mathbf{I}_{n_T}$ 。 $\mathbf{y} = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_{n_R}]^T$ 与 $\mathbf{n} = [n_1 \ n_2 \ \dots \ n_{n_R}]^T$ 分别代表接收到的复信号向量与噪声向量, \mathbf{n} 中元素的均值为零,协方差矩阵为 \mathbf{I}_{n_R} 。 \mathbf{I}_n 代表 $n \times n$ 单位矩阵, $E(\cdot)$, $(\cdot)^T$, $(\cdot)^H$ 和 $\text{tr}(\cdot)$ 分别代表求期望、转置、共轭转置和求迹。

在高信噪比情况下,相干接收单用户 MIMO 系统的容量可以表示为^[1,2]

$$C(\text{SNR}) = \min(n_T, n_R) \log_2 \text{SNR} + o(1) \quad (3)$$

其中 n_T, n_R 分别代表发送和接收天线数目, SNR 代表接收信噪比。在高信噪比情况下,单用户 MIMO 系统的容量随着 $\min(n_T, n_R)$ 线性变化,反映在信噪比-容量曲线上就是高信噪比时斜率固定,这个斜率就是复用增益。值得注意的是,复用增益与信道响应没有直接的关系,换句话说,信道响应的独立、相关与否不会改变复用增益;另外,如果保证 $\min(n_T, n_R)$ 不变的情况下,提高 $\max(n_T, n_R)$ 同样不会改变系统的复用增益。为了表征信道响应相关性和增加 $\max(n_T, n_R)$ ($\min(n_T, n_R)$ 不变)对于系统容量的影响,引入功率偏移参数^[3]。于是,式(3)变为

$$\begin{aligned} C(\text{SNR}) &= S_\infty (\log_2(\text{SNR}) - L_\infty) + o(1) \\ &= S_\infty \left(\frac{\text{SNR}_{\text{dB}}}{3\text{dB}} - L_\infty \right) + o(1) \end{aligned} \quad (4)$$

其中 S_∞ 代表复用增益, L_∞ 代表功率偏移。当 $\text{SNR} \rightarrow \infty$ 时,

$$S_\infty = \lim_{\text{SNR} \rightarrow \infty} \frac{C(\text{SNR})}{\log_2(\text{SNR})} \quad (5)$$

$$L_\infty = \lim_{\text{SNR} \rightarrow \infty} \left(\log_2(\text{SNR}) - \frac{C(\text{SNR})}{S_\infty} \right) \quad (6)$$

3 MIMO 相关信道模型

采用 Kronecker 模型^[6]描述相关信道,如果信道满足富散射条件,并且没有直射径,信道相关矩阵 Σ_H 可以分解为发送相关矩阵 Σ_T 和接收相关矩阵 Σ_R , 同时满足 $\Sigma_H = \Sigma_T \otimes \Sigma_R$, \otimes 表示 Kronecker 积。因此,相关信道响应矩阵 \mathbf{H}_Σ 可以表示为

$$\mathbf{H}_\Sigma = \Sigma_R^{1/2} \mathbf{H} \Sigma_T^{1/2} \quad (7)$$

其中 \mathbf{H} 表示元素满足独立同分布特性的信道响应矩阵。由于假设发送端不存在相关性,因此 $\Sigma_T = \mathbf{I}_{n_T}$, 只考虑接收相关矩阵 Σ_R 。采用的相关模型如下^[7,8]

$$\Sigma_R(i, j) = I_0 \left(\sqrt{\eta^2 - 4\pi^2 d_{ij}^2 + j4\pi\eta \sin(\mu)d_{ij}} \right) / I_0(\eta) \quad (8)$$

其中 $\eta \in [0, \infty)$ 为 AOA(Angle of Arrival)范围, $\eta = 0$ 表示等方向性散射(isotropic scattering)。 $\mu \in [-\pi, \pi)$ 表示平均 AOA 方向, d_{ij} 表示波长归一化天线间距,即 $d_{ij} = \widehat{d}_{ij} / \lambda$, 其中 \widehat{d}_{ij} 表示 i, j 天线元素间的实际间距, λ 表示波长, $I_n(\cdot)$ 表示 n 阶修正 Bessel 函数。通过式(8)可以看出此时 $\Sigma_R(i, j)$ 为实对称 Toeplitz 矩阵。

等方向性散射的情况下, $\Sigma_R(i, j) = J_0(2\pi d_{ij})$ 。 $J_n(\cdot)$ 表示 n 阶 Bessel 函数。由于相邻天线的间距最小,因此相邻天线间的相关性势必成为影响系统相关性的主导因素,此时 $\Sigma_R(i, j)$ 简化为三对角 Toeplitz 矩阵

$$\Sigma_R = \begin{bmatrix} 1 & \alpha & & & \\ \alpha & \cdot & \cdot & & \\ & \cdot & \cdot & \cdot & \\ & & \cdot & \cdot & \alpha \\ & & & \alpha & 1 \end{bmatrix}_{n_R \times n_R}, \quad \alpha = J_0 \left(2\pi \frac{L_R}{n_R - 1} \right), 1 \leq L_R \leq 10 \quad (9)$$

其中 L_R 表示经过波长归一化后的天线阵列长度,即 $L_R = \widehat{L}_R / \lambda$, 其中 \widehat{L}_R 表示天线阵列的实际长度, λ 表示波长。

4 固定长度天线阵列功率偏移分析

根据文献[3]中的式(150),可以得到单用户 MIMO 系统中存在相关性时的功率偏移表达式

$$\begin{aligned} L_\infty &= \log_2 n_T - \frac{1}{n_T \ln 2} E(\ln \det(\mathbf{H}^H \mathbf{\Lambda}_R \mathbf{H})) \\ &\quad - \frac{1}{n_T} \log_2 \det(\mathbf{\Lambda}_T \mathbf{P}) \end{aligned} \quad (10)$$

其中 \mathbf{H} 的元素具有独立同分布的 Rayleigh 衰落特性,且方差为 1; $\mathbf{\Lambda}_T$ 和 $\mathbf{\Lambda}_R$ 为对角矩阵,其元素表示发送端和接收端天线间相关矩阵 Σ_T 和 Σ_R 的特征值,由于 $\Sigma_T = \mathbf{I}_{n_T}$, 所以 $\mathbf{\Lambda}_T$ 为单位阵; \mathbf{P} 也为对角矩阵,其元素表示发送复信号向量协方差矩阵的特征值,由于 $\Phi = \mathbf{I}_{n_T}$, \mathbf{P} 也为单位矩阵。 Σ_R 可以通过式(9)得到,由于 Σ_R 是满秩的,所以式(10)可以进一步简化为

$$L_\infty = \log_2 n_T + (f(n_R) + g(n_R)) \quad (11)$$

其中 $f(n_R) = -\frac{E(\ln \det(\mathbf{H}^H \mathbf{H}))}{n_T \ln 2}$, $g(n_R) = -\frac{\ln \det(\mathbf{A}_R)}{n_T \ln 2}$ 。因此考虑功率偏移的变化, 只需考虑

$f(n_R)$ 和 $g(n_R)$ 的相对变化关系即可。首先考虑 $f(n_R)$ 的简化问题, 由于 $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$ 为 wishart matrix, 且以概率 1 非奇异, 因此

$$\begin{aligned} f(n_R) &= -\frac{1}{n_T \ln 2} E(\log_e \det(\mathbf{H}^H \mathbf{H})) \\ &= -\frac{1}{n_T \ln 2} \sum_{l=0}^{n_T-1} \psi(n_R - l) \end{aligned} \quad (12)$$

其中 $\psi(\cdot)$ 为 digamma function, 可以描述为

$$\psi(n) = -\gamma + \sum_{l=1}^{n-1} \frac{1}{l} \quad (13)$$

其中 γ 为 Euler-Mascheroni 常数, 并且

$$\gamma = \lim_{n \rightarrow \infty} \left(\sum_{l=1}^n \frac{1}{l} - \log_e n \right) \approx 0.5772 \quad (14)$$

$g(n_R)$ 可以表示为

$$g(n_R) = -\frac{1}{n_T \ln 2} \ln \det(\mathbf{A}_R) = -\frac{1}{n_T \ln 2} \ln \det(\mathbf{\Sigma}_R) \quad (15)$$

从式(15)可以看出, $g(n_R)$ 只与接收天线间相关矩阵的行列式有关, 对于式(9)中的 n_R 阶三对角 Toeplitz 矩阵 $\mathbf{\Sigma}_R$, 其行列式的计算公式可以表示为^[9]

$$\det \mathbf{\Sigma}_R = \begin{cases} \frac{\left((1+\sqrt{1-4\alpha^2})^{n_R+1} - (1-\sqrt{1-4\alpha^2})^{n_R+1} \right)}{2^{n_R+1} \sqrt{1-4\alpha^2}}, & 1-4\alpha^2 \neq 0 \\ \frac{n_R+1}{2^{n_R}}, & 1-4\alpha^2 = 0 \end{cases} \quad (16)$$

对于式(16), 当 $1-4\alpha^2 \neq 0$ 时, $\det \mathbf{\Sigma}_R$ 可以通过拟合曲线 $h(n_R) = 1 - 5\alpha^2 = 1 - 5J_0 \left(2\pi \frac{L_R}{n_R - 1} \right)^2$ 进行近似, 近似结果参见仿真部分。经过曲线拟合后, $\det \mathbf{\Sigma}_R$ 的极值点没有发生变化, 表达式却简化了很多, 这为推导 $\det \mathbf{\Sigma}_R$ 的极值点位置带来极大的便利。由于 $\det \mathbf{\Sigma}_R > 0$, 因此要求 $1 - 5\alpha^2 > 0$, 此时对应的 $n_R < 4L_R + 1$ 。

此外, 通过文献[10]的结论可以看出, 当天线间距大于 1 个波长时, 相关性的影响微乎其微。因此, 只考虑相邻天线间距小于一个波长的情况, 即 $L_R / (n_R - 1) < 1$, 由此可以得出 $n_R > L_R + 1$ 。所以, 考虑相关性影响, 并采用拟合曲线 $h(n_R)$ 进行近似分析时, 接收天线数目的取值范围为 $L_R + 1 < n_R < 4L_R + 1$ 。

综合分析上述条件, 当 $n_R \leq L_R + 1$ 时, 此时相邻天线间距大于一个波长, 可以忽略相关性的影响, 因此 $g(n_R) = 0$ 。此时功率偏移简化为

$$L_\infty = \log_2 n_T - \frac{1}{n_T \ln 2} \sum_{l=0}^{n_T-1} \psi(n_R - l) \quad (17)$$

当 $L_R + 1 < n_R < 4L_R + 1$ 时, 不可忽略相关性的影响, 也就是说 $g(n_R) \neq 0$ 。首先对 $f(n_R)$ 进行分析, 由于 $n_T = 2$, 假设 $f(n_R)$ 连续并对其求 1 阶导数

$$\begin{aligned} \frac{df(n_R)}{dn_R} &= \left(-\frac{1}{n_T \ln 2} \sum_{l=0}^{n_T-1} \psi(n_R - l) \right)' \\ &= -\frac{1}{n_T \ln 2} \sum_{l=0}^{n_T-1} \psi_1(n_R - l) \approx 0 \end{aligned} \quad (18)$$

其中 $\psi_1(\cdot)$ 表示 trigamma function, 因此 $f(n_R)$ 近似为常数 C , 此时功率偏移可以近似表示为

$$L_\infty \approx \log_2 n_T + g(n_R) + C \quad (19)$$

在不失一般性的情况下, 忽略常数 C 的影响, 此时功率偏移只与 $g(n_R)$ 有关。同时, 三对角 Toeplitz 矩阵的行列式可以通过曲线拟合近似表示为 $h(n_R) = 1 - 5\alpha^2$, 其中 $\alpha = J_0 \left(\frac{2\pi L_R}{n_R - 1} \right)$ 。假设 $h(n_R)$

为连续函数, 并对其求 1 阶导数

$$\frac{dh(n_R)}{dn_R} = -\frac{4\pi L_R J_0 \left(\frac{2\pi L_R}{n_R - 1} \right) J_1 \left(\frac{2\pi L_R}{n_R - 1} \right)}{(n_R - 1)^2} \quad (20)$$

其中 $L_R + 1 < n_R < 4L_R + 1$, 即 $\frac{\pi}{2} < \frac{2\pi L_R}{n_R - 1} < 2\pi$,

在此范围内函数 $J_0 \left(\frac{2\pi L_R}{n_R - 1} \right)$ 有 2 个零点 $k|_A = \frac{2\pi L_R}{n_R - 1} = 2.4048$ 和 $k|_B = \frac{2\pi L_R}{n_R - 1} = 5.5201$, 而

$J_1 \left(\frac{2\pi L_R}{n_R - 1} \right)$ 只有 1 个零点 $k|_C = \frac{2\pi L_R}{n_R - 1} = 3.8317$, 表明 $h(n_R)$ 有 3 个极值点, 分别记为 A, B, C 点。同时, 对 $h(n_R)$ 求 2 阶导数

同时, 对 $h(n_R)$ 求 2 阶导数

$$\begin{aligned} \frac{d^2 h(n_R)}{dn_R^2} &= \frac{8\pi L_R J_0 \left(\frac{2\pi L_R}{n_R - 1} \right) J_1 \left(\frac{2\pi L_R}{n_R - 1} \right)}{(n_R - 1)^3} \\ &\quad - \frac{8\pi^2 L_R^2 J_1 \left(\frac{2\pi L_R}{n_R - 1} \right)^2}{(n_R - 1)^4} \\ &\quad + \frac{4\pi^2 L_R^2 J_0 \left(\frac{2\pi L_R}{n_R - 1} \right) \left[J_0 \left(\frac{2\pi L_R}{n_R - 1} \right) - J_2 \left(\frac{2\pi L_R}{n_R - 1} \right) \right]}{(n_R - 1)^4} \end{aligned} \quad (21)$$

可以得到 A, B, C 点处的 2 阶导数为

$$\left. \frac{d^2 h(n)}{dn_R^2} \right|_{\substack{2\pi L_R=2.4048 \\ n_R-1}} = -\frac{4.51}{\pi^2 L_R^2} < 0 \quad (22)$$

$$\left. \frac{d^2 h(n)}{dn_R^2} \right|_{\substack{2\pi L_R=5.5201 \\ n_R-1}} = -\frac{53.75}{\pi^2 L_R^2} < 0 \quad (23)$$

$$\left. \frac{d^2 h(n)}{dn_R^2} \right|_{\substack{2\pi L_R=3.8317 \\ n_R-1}} = \frac{17.48}{\pi^2 L_R^2} > 0 \quad (24)$$

综合分析 $h(n_R)$ 1 阶导数与 2 阶导数可以明确 A, B 点为 $h(n_R)$ 的极大值点, C 点则为 $h(n_R)$ 的极小值点。也就是 $L_R + 1 < n_R < 4L_R + 1$ 情况下, 相应的功率偏移极值点。而 A, B, C 点处对应的 $n_R|_{A,B,C}$ 可以通过式(25)求出。

$$n_R|_{A,B,C} = \begin{cases} \arg \min(L_\infty), \text{极小值} \\ n_R \in \Pi \\ \arg \max(L_\infty), \text{极大值} \\ n_R \in \Pi \end{cases} \quad (25)$$

其中集合 Π 可以描述为

$$\Pi = \left\{ \left\lfloor \frac{2\pi L_R}{k_i} + 1 \right\rfloor, \left\lceil \frac{2\pi L_R}{k_i} + 1 \right\rceil \right\}, i = A, B, C \quad (26)$$

其中 $\lfloor X \rfloor$ 和 $\lceil X \rceil$ 分别表示小于 X 的最大整数和大于 X 的最小整数, k_A, k_B 和 k_C 分别代表 A, B, C 点对应的 $h(n_R)$ 极值点的自变量取值因此, 在给定接收天线的阵列长度时, 通过式(25)可以直接计算

出功率偏移极值点对应的接收天线数目, 从而可以合理选择接收天线数目达到最优功率偏移。

5 仿真结果

图 1 和图 2 分别给出了天线阵列长度 $L_R = 5$ 和 $L_R = 8$ 情况下, 三对角 Toeplitz 矩阵行列式 $\det \Sigma_R$ 经过拟合曲线 $h(n_R)$ 近似的结果, 其中 \square 线表示三对角 Toeplitz 矩阵的行列式曲线, \ast 线表示曲线拟合的结果, 从图中可以看出, 拟合曲线很好地逼近了三对角 Toeplitz 矩阵行列式的极值点, 不会影响系统极值分析的性能, 从而可以代替行列式曲线进行近似分析。

图 3 和图 4 分别给出了 $L_R = 5$ 和 $L_R = 8$ 情况下, 固定阵列长度两发多收单用户 MIMO 系统功率偏移的仿真结果, 同时给出了天线阵列元素间无相关性时的功率偏移下界, 图中用 \diamond 线表示。根据式(25), 可以计算出功率偏移满足 $L_R + 1 < n_R < 4L_R + 1$ 时的 3 个极值点。当 $L_R = 5$ 时, $n_R|_A = 15, n_R|_B = 7, n_R|_C = 9$; 当 $L_R = 8$ 时, $n_R|_A = 22, n_R|_B = 10, n_R|_C = 14$ 。从图 3 和图 4 可以看出, 该计算结果与仿真结果基本吻合。当 $n_R \leq L_R + 1$ 时, 可以忽略相关性的影响, 此时 3 条曲线基本重合。随着 n_R 的增大, 天线元素间的相关性逐渐成为影响功率偏移的主要因素。

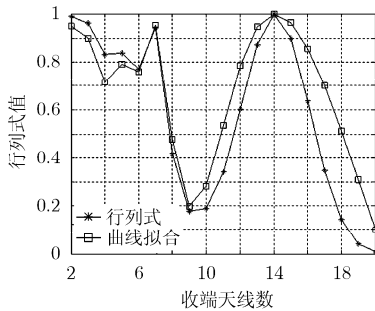


图 1 $L_R = 5$ 时三对角 Toeplitz 矩阵行列式曲线拟合图

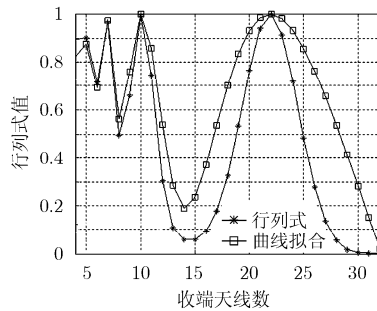


图 2 $L_R = 8$ 时三对角 Toeplitz 矩阵行列式曲线拟合图

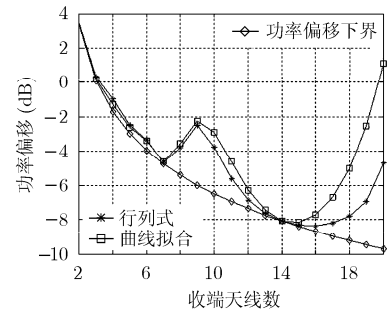


图 3 $L_R = 5$ 时功率偏移仿真结果图

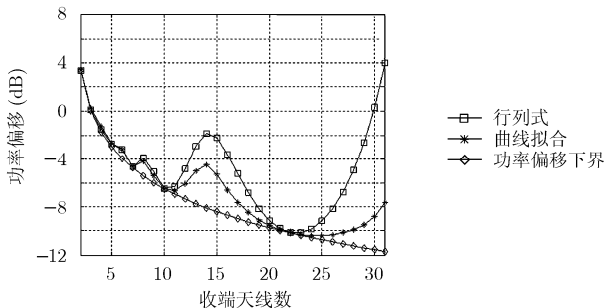


图 4 $L_R = 8$ 时功率偏移仿真结果图

6 结束语

本文分析了固定阵列长度两发多收单用户 MIMO 系统的功率偏移。由于采用固定阵列长度的均匀直线阵, 天线数目增加的同时减小了天线阵列元素的间距, 相应地增大了天线阵列元素间的相关性, 此时功率偏移是接收天线数目的分段函数。通过拟合三对角 Toeplitz 矩阵行列式曲线, 推导了功率偏移极值点的计算公式。因此, 在给定天线阵列长度时, 可以合理设计接收端天线数目, 优化功率

偏移, 从而提高系统容量。

参 考 文 献

- [1] Telatar I E. Capacity of multi-antenna Gaussian channel[J]. *European Transactions on Telecommunications*, 1999, 10(6): 585-595.
- [2] Foschini G J and Gans M J. On the limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antenna[J]. *Wireless Personal Communication*, 1998, 6(3): 315-335.
- [3] Lozano A, Tulino A M, and Verdu S. High-SNR power offset in multi-antenna communication[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2005, 51(12): 4134-4151.
- [4] Lee J and Jindal N. High SNR analysis for MIMO broadcast channels: dirty paper coding versus linear precoding[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2007, 53(12): 4787-4792.
- [5] Maddah-Ali M A, Motahari A S, and Khandani A K. Communication over MIMO X channels: interference alignment, decomposition and performance analysis[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2008, 54(8): 3457-3470.
- [6] Shiu D, Foschini G J, and Gans M J, *et al.* Fading correlation and its effect on the capacity of multielement antenna system[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2000, 48(3): 502-513.
- [7] Abdi A and Kaveh M. A Space-time correlation model for multielement antenna systems in mobile fading channels[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2002, 20(3): 550-560.
- [8] Chiani M, Win M Z, and Zanella A. On the capacity of spatially correlated MIMO Rayleigh Fading channels[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2003, 49(10): 2363-2371.
- [9] Xu Z, Zhang K Y, and Lu Q. Fast Algorithm Based on Toeplitz Matrix[M]. Xi'an: Northwest Industrial University, 1999: 101-103.
- [10] Zhuang Z M, Cai C Q, and Li Y F. Space-time correlation analysis for MIMO fading channel based on geometric model[J]. *Journal of Shantou University*, 2008, 23(1): 48-53.
- 于光炜: 男, 1982年生, 博士生, 研究方向为无线通信、信号处理等。
- 牛 凯: 男, 1976年生, 博士, 副教授, 研究方向为信息论、无线通信和信号处理等。
- 贺志强: 男, 1975年生, 博士, 副教授, 研究方向为信息论与编码、空时信号处理和无线网络等。