

互耦效应对 MIMO/SA 多天线系统信道容量的影响

郭爱煌^{1,2}, 肖 法¹, 黄宇胜¹, 尚秀辉¹

(1. 同济大学电子与信息工程学院, 上海 201804;

2. 东南大学毫米波国家重点实验室, 江苏 南京 210096)

摘要: 多输入多输出/智能天线(multiple input multiple output/smart antenna, MIMO/SA)系统是 4G 的关键技术之一, 多天线的互耦效应是影响 MIMO/SA 多天线系统性能的主要问题。建立了 MIMO 与 SA 相结合的多天线系统模型, 推导了互耦效应影响下空间相关系数和信道容量的表达式; 通过电磁场数值计算和蒙特卡罗方法仿真 MIMO/SA 多天线系统的各态历经信道容量。结果表明: 在典型的角度谱分布下改变天线间距, 考虑互耦效应的信道容量围绕无互耦效应时的信道容量上下振荡; 基站天线阵列间距增大信道容量持续增大, 移动台天线阵列间距增大到 0.5 倍波长后信道容量基本保持不变; 互耦效应增大信道的空域相关性, 从而降低信道容量。

关键词: 多天线系统; 信道容量; 蒙特卡罗方法; 互耦效应; 空间相关性

中图分类号: TN 914

文献标志码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1001-506X.2011.09.31

Effects of mutual coupling on the channel capacity of MIMO/SA multi-antenna system

GUO Ai-huang^{1,2}, XIAO Fa¹, HUANG Yu-sheng¹, SHANG Xiu-hui¹

(1. College of Electronics and Information Engineering, Tongji University, Shanghai 201804, China;

2. State Key Laboratory of Millimeter Waves, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: Multiple input multiple output and smart antenna (MIMO/SA) system is one of the key technologies for the fourth generation mobile communications system, mutual coupling is the main factor which affects the performance of MIMO/SA multi-antenna systems. A combination model of MIMO and SA is presented. With the existing of mutual coupling effects the expressions of spatial correlation and channel capacity are derived. The ergodic capacity of MIMO/SA multi-antenna systems is simulated using electromagnetic numeric method and Monte Carlo method. The results show that in the typical power azimuth spectrum distribution, the channel capacity which takes mutual coupling into account oscillates up and down around the channel capacity without mutual coupling while changing the distance of the antennas; the channel capacity increases continually while increasing the distance of base station antenna array; when antennas distance of the mobile station is farther than 0.5 wavelength the channel capacity remains almost the same even though the antenna array distance increases; and mutual coupling increases the channel spatial correlation of MIMO/SA multi-antenna systems and thus reduces the channel capacity.

Keywords: multi-antenna system; channel capacity; Monte Carlo method; mutual coupling; spatial correlation

0 引言

新一代的无线宽带移动通信系统中, 为满足高速数据传输要求, 智能天线(smart antenna, SA)和多输入多输出(multiple input multiple output, MIMO)技术都得到广泛应用^[1-2]。SA 通过波束赋形提升系统容量, MIMO 则通过空时信号处理获得空间分集增益和复用增益, 两者结合有

利于提高信道容量和通信可靠性, 成为 4G 的关键技术之一^[3-4]。

对于收发两端都使用天线阵列的多天线系统, 随着天线系统小型化的发展趋势, 阵元间互耦效应成为影响阵列空域相关性和信道容量的重要因素。互耦效应通过影响天线的辐射特性改变阵列的空域相关性。文献[5-7]在考虑互耦效应的情况下对空间相关系数进行修正, 分析认为在

天线间距很小情况下互耦能减小信道空间相关性、改善 MIMO 系统误码性能。文献[8-10]认为互耦效应的存在使天线方向图发生畸变,在某些天线间距情况下互耦会增加信道的相关性,从而导致信道容量的降低。这些研究结果都是在天线间距固定的条件下得出的;另外这些研究是单独针对 MIMO 系统,而对于 MIMO 和 SA 相结合的新系统,关于互耦效应的影响及其分析尚未深入研究。

针对上述问题,本文提出一种 MIMO 和 SA 相结合的系统模型。互耦效应用耦合系数矩阵来描述,在考虑互耦效应和相关性的情况下,给出 MIMO/SA 多天线信道的瞬时容量的表达式,根据推导的结果仿真计算 MIMO/SA 多天线系统的各态历经容量和信道容量累计概率分布。

1 MIMO/SA 多天线系统模型

MIMO 和 SA 技术结合采用如下天线模型:在基站设置 N_T 个 SA 阵列,各个阵列之间距离为数个波长,每个 SA 阵列由阵元间距为 $1/2$ 波长的 N 根全向天线组成;在移动台端设置 N_R 根全向的接收天线,天线单元间距大于等于 $1/2$ 波长,MIMO/SA 多天线系统基站天线模型如图 1 所示。

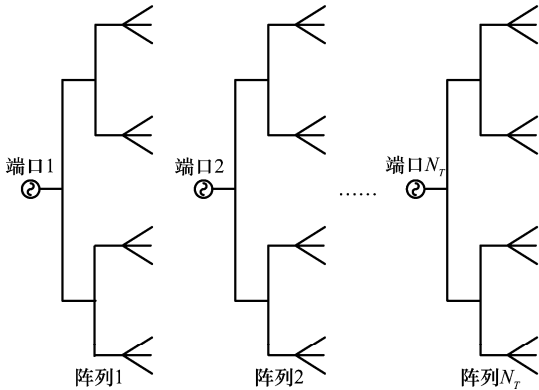


图 1 MIMO/SA 多天线系统基站天线阵列模型

基站周围的散射体比较少,且对天线系统复杂度要求并不是很严格,所以 SA 在基站端实现。各个 SA 阵列独立地进行波达方向(direction of arrival, DOA)估计和波束赋形,阵列之间又构成 MIMO。由于 SA 在移动台端实现比较困难,所以在移动台只采用多根全向天线。这样,基站的 N_T 个 SA 阵列和移动台的 N_R 根天线构成了 $N_T \times N_R$ 的 MIMO 系统。

在相关信道模型下,考虑了收发天线空间相关性的 MIMO 信道矩阵为

$$\mathbf{H}_r = \mathbf{R}_R^{1/2} \mathbf{H} (\mathbf{R}_T^{1/2})^T \quad (1)$$

式中, \mathbf{H} 是信道的冲击响应, \mathbf{R}_R 和 \mathbf{R}_T 分别表示接收端阵列和发射端阵列的相关系数矩阵。接收(发送)天线相关系数矩阵为

$$\mathbf{R}_R = \begin{bmatrix} 1 & \rho_{12} & \cdots & \rho_{1N_R} \\ \rho_{21} & 1 & \cdots & \rho_{2N_R} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{N_R 1} & \rho_{N_R 2} & \cdots & 1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中,矩阵元素 $\rho_{i,j}$ 表示第 i, j 根天线的空间相关系数, $\rho_{i,j}$ 大小取决于天线阵列的方向图和信号的角度功率谱(power azimuth spectrum, PAS)分布。

设基站信号经过空时编码后再传送至各 SA 阵列,各 SA 阵列根据用户的方位角进行波束成形^[11-12]。发送信号 s 经过分路器产生 N_T 路并行发送信号 s_1, s_2, \dots, s_{N_T} , 被送入 SA 阵进行赋形发送,发送信号为

$$\bar{s}_j = w_j s_j \quad (3)$$

式中, w_j 是第 j 个 SA 阵列的赋形矢量,有

$$w_j = [\alpha(\theta_j)]^* \quad (4)$$

式中, $\alpha(\theta_j)$ 为阵列 j 的响应矢量。

假设信道为平坦衰落,移动台第 i 跟天线接收到的信号表示为

$$r_i = h_1^i w_1 s_1 + \cdots + h_{N_T}^i w_{N_T} s_{N_T} + \eta_i \quad (5)$$

式中, h_j^i 表示第 j 个 SA 阵列到第 i 根接收天线的信道衰落; η_i 为高斯白噪声。

移动台 N_R 根天线接收信号的矢量表达式为

$$\mathbf{r} = \mathbf{H} \mathbf{s} + \boldsymbol{\eta} \quad (6)$$

式中, \mathbf{H} 是 MIMO/SA 多天线信道矩阵,既包含信号衰落又包含 DOA 估计信息,其表达式为

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_1^1 w_1 & h_1^2 w_2 & \cdots & h_1^{N_T} w_{N_T} \\ h_2^1 w_1 & h_2^2 w_2 & \cdots & h_2^{N_T} w_{N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R}^1 w_1 & h_{N_R}^2 w_2 & \cdots & h_{N_R}^{N_T} w_{N_T} \end{bmatrix} \quad (7)$$

假设信道为平坦衰落,则冲击响应 h_j^i 为

$$h_j^i = \beta_{i,j} [\alpha(\theta_j)]^T \quad (8)$$

式中, $\beta_{i,j}$ 是独立同分布的瑞利衰落。所以,信道矩阵元素为

$$H_{i,j} = \beta_{i,j} [\alpha(\theta_j)]^T [\alpha(\theta_j)]^* = N \beta_{i,j} \quad (9)$$

代入式(7)可得

$$\mathbf{H} = N \begin{bmatrix} \beta_{1,1} & \beta_{1,2} & \cdots & \beta_{1,N_T} \\ \beta_{2,1} & \beta_{2,2} & \cdots & \beta_{2,N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \beta_{N_R,1} & \beta_{N_R,2} & \cdots & \beta_{N_R,N_T} \end{bmatrix} = \mathbf{N} \mathbf{H}_w \quad (10)$$

式中, \mathbf{H}_w 是独立同分布的瑞利信道矩阵。

根据式(1)和式(10),得 MIMO/SA 相关信道矩阵为

$$\mathbf{H}_r = \mathbf{R}_R^{1/2} (\mathbf{N} \mathbf{H}_w) (\mathbf{R}_T^{1/2})^T \quad (11)$$

从式(11)可以看出,MIMO/SA 多天线的信道传输矩阵由无线传播环境和 SA 的阵元数决定。

2 阵列互耦效应

当两个或者多个天线近距离放置时,天线之间由于耦

合会产生相互干扰,这种干扰就是互耦效应。天线间互耦效应通常用阻抗矩阵和耦合系数矩阵来表征^[13-17]。令 \mathbf{v} 、 \mathbf{i} 和 \mathbf{Z} 分别代表 N 元天线阵列的端口电压矢量、电流矢量和阻抗矩阵,则有

$$\mathbf{v} = \mathbf{Z} \cdot \mathbf{i} \quad (12)$$

将式(12)展开,即

$$\begin{cases} v_1 = z_{11}i_1 + z_{12}i_2 + \dots + z_{1N}i_N \\ v_2 = z_{21}i_1 + z_{22}i_2 + \dots + z_{2N}i_N \\ \vdots \\ v_N = z_{N1}i_1 + z_{N2}i_2 + \dots + z_{NN}i_N \end{cases} \quad (13)$$

式中, v_n 表示第 n 个阵元端口处的电压; i_n 表示第 n 个天线单元端口电流; z_m 为阵元 n 的自阻抗; z_{mn} 为阵列中第 m 个阵元和第 n 个阵元间的互阻抗,定义为其他阵元开路时,阵元 n 上的电流 i_n 在与其在阵元 m 上产生的激励开路电压 v_m 之比,即

$$z_{mn} = \frac{v_m}{i_n} \Big|_{i_j=0, j \neq n} \quad (14)$$

根据互易性,有 $z_{nm} = z_{mn}$ 。阵元的有效阻抗等于所有阵元都被激励时该阵元的输入阻抗,定义为

$$z_n = \frac{v_n}{i_n} = z_m + \sum_{j=1, j \neq n}^N \frac{i_j}{i_n} z_{nj} \quad (15)$$

由式(15)可以看出,互耦效应改变了阵元的输入阻抗,图 2 给出了发射天线阵元等效电路。

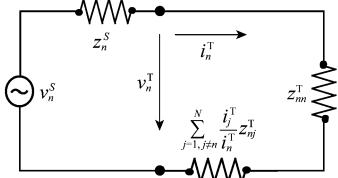


图 2 发射天线阵元等效电路

令 \mathbf{v}_s 、 \mathbf{v}_T 分别代表激励源开路电压和阵列端口电压矢量, \mathbf{Z}_s 、 \mathbf{Z}_T 分别表示源阻抗矩阵和发射阵列阻抗矩阵,有

$$\mathbf{v}_s = \mathbf{v}_T + \mathbf{Z}_s \mathbf{i} = \mathbf{v}_T + \mathbf{Z}_s [\mathbf{Z}_T]^{-1} \mathbf{v}_T = (\mathbf{Z}_T + \mathbf{Z}_s) [\mathbf{Z}_T]^{-1} \mathbf{v}_T \quad (16)$$

即

$$\mathbf{v}_T = \mathbf{Z}_T (\mathbf{Z}_T + \mathbf{Z}_s)^{-1} \mathbf{v}_s = \mathbf{C}_T \mathbf{v}_s \quad (17)$$

式中, \mathbf{C}_T 是发射阵列的耦合系数矩阵,表达式为

$$\mathbf{C}_T = \mathbf{Z}_T (\mathbf{Z}_T + \mathbf{Z}_s)^{-1} \quad (18)$$

假设所有的激励源具有相同的内阻抗 z_s , 则 $\mathbf{Z}_s = z_s \cdot \mathbf{I}_N$, \mathbf{I}_N 是单位阵。

图 3 为接收天线阵元等效图。根据图 3, 用类似的方法推导接收阵列耦合系数矩阵。令 \mathbf{v}_L 、 \mathbf{v}_R 、 \mathbf{Z}_L 和 \mathbf{Z}_R 分别代表负载上电压矢量、接收阵列端口电压矢量、负载阻抗矩阵和接收阵列阻抗矩阵,则有

$$\mathbf{v}_R = \mathbf{Z}_L (\mathbf{Z}_L + \mathbf{Z}_R)^{-1} \mathbf{v}_L = \mathbf{C}_R \mathbf{v}_L \quad (19)$$

因此,接收阵列耦合系数矩阵为

$$\mathbf{C}_R = \mathbf{Z}_L (\mathbf{Z}_L + \mathbf{Z}_R)^{-1} \quad (20)$$

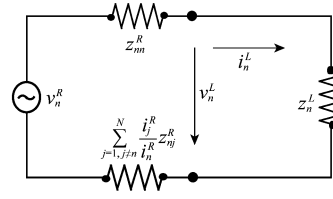


图 3 接收天线阵元等效电路

3 考虑互耦效应的 MIMO/SA 多天线信道容量

当考虑收发天线互耦效应时,接收端和发射端的相关系数矩阵修正为

$$\begin{cases} \mathbf{R}_R^C = \mathbf{C}_R \mathbf{R}_R \mathbf{C}_R^H \\ \mathbf{R}_T^C = \mathbf{C}_T^H \mathbf{R}_T \mathbf{C}_T \end{cases} \quad (21)$$

所以在考虑互耦效应后,信道矩阵为

$$\mathbf{H}_C = \mathbf{N} \cdot (\mathbf{R}_R^C)^{1/2} \mathbf{H}_w [(\mathbf{R}_T^C)^{1/2}]^T \quad (22)$$

在发射端天线单元功率平均分配时, MIMO/SA 多天线系统瞬时信道容量为

$$C = \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{\rho N_T}{N_T} \mathbf{C}_R \mathbf{R}_R \mathbf{C}_R^H \mathbf{H}_w \mathbf{C}_T^H \mathbf{R}_T \mathbf{C}_T \mathbf{H}_w^H \right) \right] \quad (23)$$

式中, \mathbf{I}_{N_R} 是 $N_R \times N_R$ 的单位矩阵; ρ 是接收天线上的平均信噪比。在平坦衰落的情况下, C 的均值可视为 MIMO/SA 多天线信道的各态历经容量。

4 数值计算及分析

基站端天线配置如图 1, 每个阵列有 4 个天线单元; 移动台接收配置全向天线, 每根天线都是半波偶极子。使用电磁场仿真软件 HFSSTM 计算发射阵列和接收阵列的阻抗矩阵。仿真中心频率定为 TD-LTE 频段中的 2.4 GHz, 对应波长 $\lambda = 125$ mm。天线与 50 Ω 的传输线匹配, 即源阻抗和负载阻抗都是 50 Ω 。计算相关矩阵时基站端 PAS 服从角度扩展 $AS = 5^\circ$, 平均到达角 $AOA = 40^\circ$ 的拉普拉斯分布; 移动台 PAS 服从均匀分布。

分析天线间距对信道容量影响。图 4 是在互耦效应影响下 2 发 2 收 MIMO/SA 多天线信道容量与基站阵列间距的关系。接收天线平均信噪比为 15 dB, 固定移动台天线间距为 0.5 λ , 改变基站阵列间距, 对于每一个间距点使用蒙特卡罗方法计算 5 000 个瞬时信道容量取平均值。

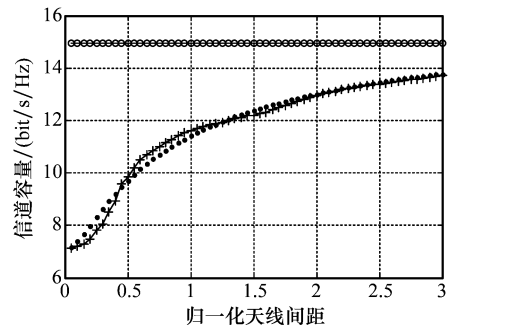


图 4 基站天线阵列间距与信道容量关系

独立同分布 (independent and identically distributed, IID) 信道容量是理想状况下极限值, 相关信道和考虑互耦效应相关信道容量都小于 IID 信道容量; 且天线间距越小, 天线相关性和互耦效应越强, 信道容量与 IID 信道容量的差距就越大。同样也可以看出, 考虑互耦效应影响信道容量围绕无互耦效应时相关信道容量上下振荡。

图 5 是互耦效应影响下 2 发 2 收 MIMO/SA 多天线系统信道容量与移动台天线间距的关系。固定基站阵列间距为 3λ , 接收天线平均信噪比为 15 dB。

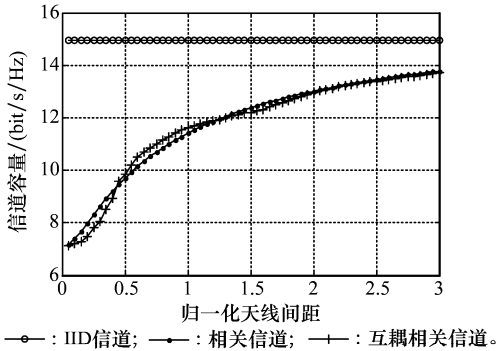


图 5 移动台天线间距与信道容量关系

由图 5 可知, 天线间距越小, 天线相关性和互耦效应越强, 信道容量越小的规律同样存在。天线间距 $d < 0.5\lambda$ 时, 间距增大信道容量增大; 但 $d > 0.5\lambda$ 后, 天线间距增大信道容量却基本保持不变。这是因为, 移动台天线在 $d = 0.5\lambda$ 左右已经基本满足弱相关性的要求, 再增大天线间距对减小相关性和提升系统容量作用有限。

结合图 4 和图 5, 再综合考虑天线系统体积等因素可知: 对于基站 SA 阵列最佳的间距约为 3λ , 移动台端天线最佳间距约为 0.5λ 。

仿真 2 发 2 收和 4 发 4 收 MIMO/SA 多天线系统各态历经容量, 令基站 SA 阵列间距 $d_{BS} = 3\lambda$, 移动台天线间距 $d_{MS} = 0.5\lambda$, PAS 分布条件不变。如图 6 是 2 发 2 收和 4 发 4 收 MIMO/SA 多天线系统的平均信道容量。由图可知, 无论是 2 发 2 收还是 4 发 4 收 MIMO/SA 多天线系统都是 IID 信道容量大于相关信道容量再大于考虑互耦效应信道容量, 在互耦效应的影响下, 信道容量会有所降低。

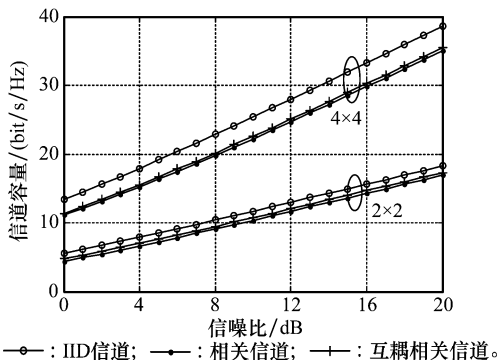


图 6 不同天线配置下 MIMO/SA 多天线平均信道容量

使用累计概率分布可以更好地描述信道容量的统计特性, 图 7 和图 8 分别是 2 发 2 收和 4 发 4 收 MIMO/SA 多天线系统信道容量的累积概率分布。天线间距、PAS 分布与前相同, 信噪比为 15 dB。

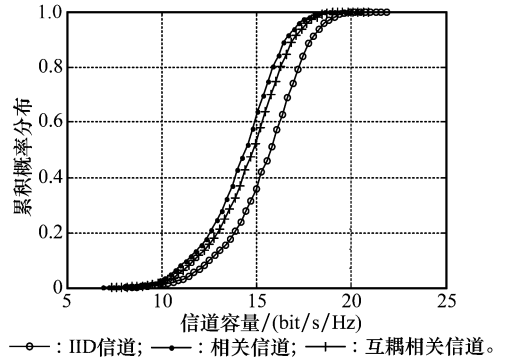


图 7 2 发 2 收 MIMO/SA 多天线系统容量累积概率分布

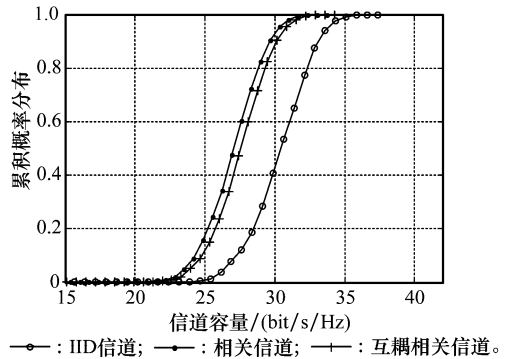


图 8 4 发 4 收 MIMO/SA 多天线系统容量累积概率分布

由图 7 和图 8 可知, 互耦效应的存在会降低 MIMO/SA 多天线系统的中断容量或者加大中断概率, 使系统的性能下降; 而且 MIMO/SA 多天线使用的天线数目越多, 考虑互耦效应的概率分布曲线与其他曲线间距越远, 即互耦效应的影响就越明显。

5 结论

本文提出了 MIMO/SA 系统模型, 使用多天线的等效网络模型推导了发射端和接收端的耦合系数矩阵, 给出了在考虑互耦效应和天线相关性时 MIMO/SA 多天线系统信道容量的表达式。数值计算的结果表明, 增大基站阵列间距可以减弱天线相关性和互耦效应, 有利于提升系统容量; 在移动台天线间距在大于 0.5 倍波长后再增大天线间距信道容量基本保持不变。在互耦效应的影响下, MIMO/SA 多天线的信道容量相对于相关信道有所降低, 这是因为互耦增大了信道的空间相关性。该数值结果可以为 MIMO/SA 多天线系统的设计提供参考。

参考文献:

[1] Stefan P, David A. The evolution of LTE towards IMT-advanced[J].

- Journal of Communications*, 2009, 4(3): 146 - 154.
- [2] Hermosilla C, Valenzuela R A, Ahumada L. Empirical comparison of MIMO and beamforming schemes[C]// *Proc. of the IEEE International Conference on Communications*, 2008: 4226 - 4229.
- [3] Sulyman A I, Hefnawi M. Performance evaluation of capacity-aware MIMO beamforming schemes in OFDM-SDMA systems[J]. *IEEE Trans. on Communications*, 2010, 58(1): 79 - 83.
- [4] 王军虎, 王永生, 郭晓静. 基于波束赋形的 MIMO 系统混合自动重传技术[J]. 计算机仿真, 2010, 27(11): 125 - 128. (Wang J H, Wang Y S, Guo X J. A beamforming based HARQ method in MIMO system [J]. *Computer Simulation*, 2010, 27(11): 125 - 128.)
- [5] Lu S Y, Hui H T, Bialkowski M. BER performance of MIMO-OFDM systems with the existence of antenna mutual coupling[C]// *Proc. of the Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2007: 2949 - 2952.
- [6] Lopez-Martinez F J, Martos-Naya E, Paris J F. BER analysis for MIMO-OFDM beamforming with MRC under channel prediction and interpolation errors[C]// *Proc. of the IEEE Global Telecommunications Conference*, 2009: 1 - 7.
- [7] Lu S, Hui H T, Bialkowski M. Performance analysis of multiple-input multiple-output orthogonal frequency division multiplexing systems under the influence of antenna mutual coupling effect[J]. *IET Microwave, Antennas & Propagation*, 2009, 3(2): 288 - 295.
- [8] Hong L, Gu Z Z, Ma J F. Analysis of mutual coupling effects on channel capacity of MIMO systems[C]// *Proc. of the IEEE International Conference on Networking, Sensing and Control*, 2008: 592 - 595.
- [9] Zhang J, Zhu H B, Cai Y. Capacity analysis of compact MIMO system[C]// *Proc. of the Asia-Pacific Conference on Communications*, 2009: 3 - 7.
- [10] 方舒, 李立华, 张平. 一种基于发送赋形的空间复用 MIMO 方案[J]. 系统仿真学报, 2008, 20(16): 4216 - 4220. (Fang S, Li L H, Zhang P. Spatial multiplexing MIMO scheme with beamforming [J]. *Journal of System Simulation*, 2008, 20(16): 4216 - 4220.)
- [11] Shi J, McKay M R, Kai K W. MIMO multichannel beamforming in interference-limited rician fading channels[C]// *Proc. of the IEEE Global Telecommunications Conference*, 2008: 1 - 5.
- [12] Shi J, McKay M R, Kai K W. Transmit beamforming in rayleigh product MIMO channels; capacity and performance analysis[J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2008, 56(20): 5204 - 5221.
- [13] Mohammadian A H, Soliman S S, Tassoudji M A. A closed-form method for predicting mutual coupling between base-station dipole arrays[J]. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 2007, 56(3): 1088 - 1099.
- [14] Lu S Y, Hui H T, Bialkowski M. Optimizing MIMO channel capacities under the influence of antenna mutual coupling[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2008, 7: 287 - 290.
- [15] Wang M, Shen Z X. Mutual coupling effect on the performance of antenna arrays with corporate feed[C]// *Proc. of the Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 2008: 546 - 549.
- [16] Hoi-Shun L, Hon T H, Mook S L. A note on the mutual-coupling problems in transmitting and receiving antenna arrays[J]. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 2009, 51(5): 171 - 176.
- [17] Wang F, Liu X, Bialkowski M E. Performance of MIMO beamforming transmission scheme in the presence of mutual coupling[C]// *Proc. of the Communications and Mobile Computing*, 2010: 122 - 126.