

文章编号 1005-0388(2011)01-0145-06

互耦效应对四元方阵天线阵列 信道容量的影响

李岳衡^{1,2} 赵 静¹

(1. 河海大学计算机与信息学院, 江苏南京 210098;
2. 东南大学移动通信国家重点实验室, 江苏南京 210096)

摘要 针对目前广泛研究的直线型排布阵列在来波平均到达角较大时信道容量会急剧下降的事实, 提出并重点研究一种具空域对称结构的正方形排列四元天线阵列模型。在首先基于天线理论导出阵元耦合阻抗表达式的基础上, 详细分析了引入阵列互耦效应后, 阵元接收信号空域相关性及多输入多输出(MIMO)信道容量可能会受到的影响, 并在来波角谱均匀分布情形下与传统四元直线阵的容量性能作仿真对比。理论分析和计算机数值仿真皆表明: 由于空间对称的阵列排布结构导致四元方阵阵元间具有良好的互补性, 因此, 这种方阵阵列模型具有非常稳定的信道容量, 更适合在实际通信环境中使用。

关键词 四元方阵; 阵列互耦; 空域相关性; 平均接收功率差; MIMO 信道容量

中图分类号 TN911.2; TN929.5

文献标志码 A

1. 引 言

多输入多输出(MIMO)技术具有极高的频谱利用率, 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 等人通过系统的论述和仿真, 推导出了 MIMO 系统的信道容量公式^[1-2], 指出在阵列互不相关的情况下, 信道容量随收发端天线阵元最小个数增加而线性增大。基于目前广泛研究的线性排列的天线阵列结构在来波平均到达角较大时信道容量会急剧下降的事实^[3], 文献[4][5]则论证了在不同的散射环境下一类结构呈均匀分布的圆阵具有更好的分集性能, 但是随着移动终端的日益小型化, 天线阵列间间距随之减小, 此时天线阵列间本身的互耦效应已不可忽略, 并进而对阵列的接收性能等产生一定的影响^[6-9]。受以上研究成果的启发, 提出并分析一种具空间对称结构的四元方阵在不同平均入射角环境下、尤其考虑

阵元间存在互耦效应时的 MIMO 信道容量, 且与传统四元线性阵列容量性能方面的比较。之所以考虑四元方阵, 一方面是为了利用空间对称阵列的特性以消除来波角过大导致的信道容量波动(在下面的研究中将会看到此方面的明显优势), 另一方面也是充分利用 Foschini 等人的研究成果以在获得较大信道容量的同时降低系统复杂度, 从而开拓 MIMO 系统信道容量优化领域最优阵列分布的相关研究。

2. 互耦效应的数学描述

如图 1 所示, 两个相互平行的半波偶极子间距为 d , 两阵元 A_1, A_2 长度为 $2l$; 定义馈电点间的连接线为 X 轴, 阵元 A_2 的径向为 Y 轴, 点 P 与坐标原点相距为 y 。

阵元 A_1 在 A_2 上 P 点存在两个相互垂直的电场分量 E_1 和 E_2 , 且可以表示为^[10]

收稿日期: 2010-01-03

基金项目: 江苏省自然科学基金资助项目(BK2008358); 东南大学移动通信国家重点实验室开放研究基金资助课题
联系人: 李岳衡 E-mail:yueheng_li@hhu.edu.cn; 赵静 E-mail:zhaojing_you@163.com

$$\left\{ \begin{array}{l} E_1 = j30I_m \left[\frac{y-l}{d} \cdot \frac{e^{jkr_1}}{R_1} + \frac{y+l}{d} \cdot \frac{e^{jkr_2}}{R_2} - \right. \\ \quad \left. 2 \frac{y}{d} \cos(kl) \cdot \frac{e^{jkr}}{r} \right] \\ E_2 = j30I_m \left[\frac{e^{jkr_1}}{R_1} + \frac{e^{jkr_2}}{R_2} - 2 \cos(kl) \cdot \frac{e^{jkr}}{r} \right] \end{array} \right. \quad (1)$$

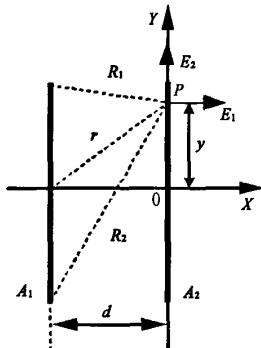


图 1 平行偶极子阵元构造图及电场分布

式(1)中: R_1 表示阵元 A_1 的上端点到点 P 的距离, 且 $R_1 = \sqrt{d^2 + (l-y)^2}$; R_2 表示阵元 A_1 的下端点到点 P 的距离, 且 $R_2 = \sqrt{d^2 + (l+y)^2}$; r 表示阵元 A_1 的中点到点 P 的距离, 且 $r = \sqrt{d^2 + y^2}$; I_m 为阵元 A_1 上的电流最大值; 参数 $k = \frac{2\pi}{\lambda}$, λ 为载波波长。

如图 1 所示, 在点 P 处沿 Y 轴方向的电场分布

$$E = E_2 \quad (2)$$

偶极子 A_2 上的电流分布为

$$I_2 = I_m \sin[k(l-|y|)] \quad (3)$$

由互耦阻抗的定义^[10] 可得

$$z_{12} = z_{21} \\ = \frac{1}{\sin^2(kl)} \int_{-l}^l \frac{E}{I_m} \cdot \sin[k(l-|y|)] dy \quad (4)$$

对于半波偶极子: $I = \frac{\lambda}{4}$, 上式可简化为

$$z_{12} = \int_{-l}^l \frac{E}{I_m} \cdot \sin[k(l-|y|)] dy \\ = \int_{-l}^l j30 \cdot \left[\frac{e^{jkr_1}}{R_1} + \frac{e^{jkr_2}}{R_2} - 2 \cos(kl) \frac{e^{jkr}}{r} \right] \cdot \\ \sin[k(l-|y|)] dy \\ = \int_{-l}^l j30 \cdot \left[\frac{e^{jkr_1}}{R_1} + \frac{e^{jkr_2}}{R_2} \right] \cdot \\ \sin[k(l-|y|)] dy \quad (5)$$

文献[11] 对式(5) 进一步简化得平行偶极子互耦阻

抗

$$z_{12} = R + jX$$

$$\left\{ \begin{array}{l} R = 30 \{ 2ci(kd) - ci[k(\sqrt{d^2 + 4l^2} + l)] - \\ ci[k(\sqrt{d^2 + 4l^2} - l)] \} \\ X = 30 \{ 2si(kd) - si[k(\sqrt{d^2 + 4l^2} + l)] - \\ si[k(\sqrt{d^2 + 4l^2} - l)] \} \end{array} \right. \quad (6)$$

偶极子的自阻抗为

$$z_{11} = z_{22} \\ = 30 \times [0.577 + \ln(8\pi l/\lambda) - ci(8\pi l/\lambda) + \\ j \cdot si(8\pi l/\lambda)] \quad (7)$$

$$\text{式中: } \left\{ \begin{array}{l} ci(x) = \int_{+\infty}^x \frac{\cos v}{v} dv \\ si(x) = \int_0^x \frac{\sin v}{v} dv \end{array} \right.$$

四元阵列天线的互耦效应可以等效为如图 2 所示的耦合网络。由式(7) 可知 $z_{11} = z_{22} = z_{33} = z_{44}$; 这里再假设 $z_{11} = z_{22} = z_{33} = z_{44}$, 由文献[12] 得耦合网络传输系数矩阵

$$C_r = (z_{11} + z_{11})(Z_L + Z)^{-1} \quad (8)$$

式中:

$$Z_L = \begin{bmatrix} z_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & z_{22} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & z_{33} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & z_{44} \end{bmatrix};$$

$$Z = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} & z_{13} & z_{14} \\ z_{21} & z_{22} & z_{23} & z_{24} \\ z_{31} & z_{32} & z_{33} & z_{34} \\ z_{41} & z_{42} & z_{43} & z_{44} \end{bmatrix}.$$

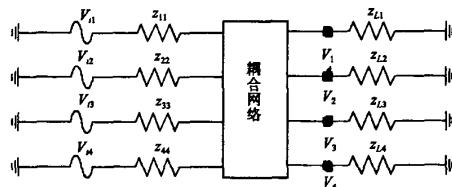


图 2 阵列天线等效耦合网络

3. 空域相关性与 MIMO 信道容量

如图 3 右侧所示的俯视图, 阵元 A_1, A_2, A_3 和 A_4 构成一正方形阵, 各阵元与坐标零点的连接线长度都为 R , 且各连接线与 z 轴夹角分别为 ϕ_1, ϕ_2, ϕ_3 和 ϕ_4 (图中仅标出了 ϕ_2)。正方形阵边长为 d , 平面入射波的平均到达角为 θ_0 , 且来波角谱的概率密度为

$p(\theta)$ 。为方便后文比较,图3左侧亦同时绘出四元线性阵的阵元分布模型及入射波示意图。

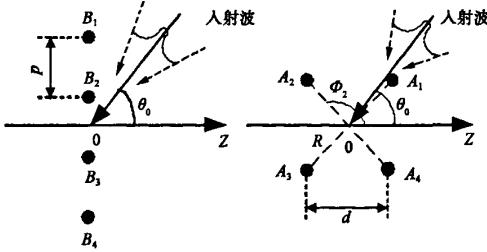


图3 阵元分布模型及多径入射波示意图

3.1 不计互耦接收信号分析

根据图3中正方形阵列分布,以坐标零点为相位考察点可得不计互耦条件下四元均匀方阵的接收信号向量为

$$\begin{aligned} f^*(\theta) &= (f_1^*(\theta) \cdots f_4^*(\theta))^T \\ &= [h_1(\theta) \cdot e^{j2\pi\frac{R}{\lambda}\sin(\theta)\cos(\theta-\phi_1)} \cdots h_4(\theta) \cdot \\ &\quad e^{j2\pi\frac{R}{\lambda}\sin(\theta)\cos(\theta-\phi_4)}]^T \end{aligned} \quad (9)$$

式中, $h_1(\theta), \dots, h_4(\theta)$ 为阵元 A_1, A_2, A_3 和 A_4 不计互耦时在俯仰面内的方向图, 这里假设天线单元是全向的, 即 $h_1(\theta) = h_2(\theta) = h_3(\theta) = h_4(\theta) = 1$ 。 ξ 是方位角, 由于只考虑俯仰面内的平面波, 所以 $\xi = 90^\circ$, 因此, 阵元 A_n 的接收信号分量可表示为

$$f_n^*(\theta) = e^{j2\pi\frac{R}{\lambda}\cos(\theta-\phi_n)} \quad (10)$$

定义任意两阵元 m, n 接收信号之间的相关系数为^[13]

$$\rho(m, n) = \frac{E[f_m(\theta)f_n^*(\theta)]}{\sqrt{E[f_m(\theta)f_m^*(\theta)]E[f_n(\theta)f_n^*(\theta)]}} \quad (11)$$

由式(10)可得不计及互耦效应时, 阵元 A_n 的平均接收功率为

$$\begin{aligned} P_n^* &= \int_{\theta_0-\pi}^{\theta_0+\pi} |f_n^*(\theta)|^2 p(\theta) d\theta \\ &= \int_{\theta_0-\pi}^{\theta_0+\pi} |e^{j2\pi\frac{R}{\lambda}\cos(\theta-\phi_n)}|^2 p(\theta) d\theta = 1 \end{aligned} \quad (12)$$

将式(10)和(12)代入式(11)可得不计互耦时, 任意两阵元 m 与 n 接收信号间的相关系数为

$$\begin{aligned} \rho^*(m, n) &= \int_{\theta_0-\pi}^{\theta_0+\pi} f_m^*(\theta)f_n^*(\theta)p(\theta)d\theta \\ &= \int_{\theta_0-\pi}^{\theta_0+\pi} e^{j2\pi\frac{R}{\lambda}[\cos(\theta-\phi_m)-\cos(\theta-\phi_n)]}p(\theta)d\theta \end{aligned} \quad (13)$$

根据图3四元方阵的阵列分布得 $\phi_n = \frac{(2n-1)\pi}{4}$, 这

里的 $m, n = 1, \dots, 4$, 因此根据式(13)可得

$$\begin{cases} \rho^*(1, 2) = \rho^*(4, 3) \\ \rho^*(1, 4) = \rho^*(2, 3) \end{cases} \quad (14)$$

3.2 计及互耦接收信号分析

由式(8)和式(9)可得计及互耦后四元方阵接收信号向量为

$$f^c(\theta) = C_r \cdot f^*(\theta) \quad (15)$$

由公式(6)可知, 天线阵元之间的互阻抗只与其间距 d 有关, 考虑到正方形天线阵的空间对称性, 可定义耦合系数矩阵为

$$C_r = \begin{bmatrix} a & b & c & b \\ b & a & b & c \\ c & b & a & b \\ b & c & b & a \end{bmatrix} \quad (16)$$

故由式(15)得阵元 A_1 在计及互耦后接收信号标量为

$$\begin{aligned} f_1^c(\theta) &= a \cdot e^{j2\pi\frac{R}{\lambda}\cos(\theta-\phi_1)} + b \cdot e^{j2\pi\frac{R}{\lambda}\cos(\theta-\phi_2)} + \\ &\quad c \cdot e^{j2\pi\frac{R}{\lambda}\cos(\theta-\phi_3)} + b \cdot e^{j2\pi\frac{R}{\lambda}\cos(\theta-\phi_4)} \\ &= \{a + b \cdot e^{j2\pi\frac{R}{\lambda}[\cos(\theta-\phi_2)-\cos(\theta-\phi_1)]} + \\ &\quad c \cdot e^{j2\pi\frac{R}{\lambda}[\cos(\theta-\phi_3)-\cos(\theta-\phi_1)]} + \\ &\quad b \cdot e^{j2\pi\frac{R}{\lambda}[\cos(\theta-\phi_4)-\cos(\theta-\phi_1)]}\} \cdot e^{j2\pi\frac{R}{\lambda}\cos(\theta-\phi_1)} \\ &\stackrel{\text{def}}{=} h_1^c(\theta) \cdot e^{j2\pi\frac{R}{\lambda}\cos(\theta-\phi_1)} \end{aligned} \quad (17)$$

这里 $h_1^c(\theta)$ 为计及互耦后阵元 A_1 的方向图, 且

$$\begin{aligned} h_1^c(\theta) &= a + b \cdot e^{j2\pi\frac{R}{\lambda}[\cos(\theta-\phi_2)-\cos(\theta-\phi_1)]} + \\ &\quad c \cdot e^{j2\pi\frac{R}{\lambda}[\cos(\theta-\phi_3)-\cos(\theta-\phi_1)]} + \\ &\quad b \cdot e^{j2\pi\frac{R}{\lambda}[\cos(\theta-\phi_4)-\cos(\theta-\phi_1)]} \end{aligned} \quad (18)$$

由式(17)得计及互耦后阵元 A_1 的平均接收功率为

$$\begin{aligned} P_1^c &= \int_{\theta_0-\pi}^{\theta_0+\pi} |f_1^c(\theta)|^2 p(\theta) d\theta \\ &= |a|^2 + 2|b|^2 + |c|^2 + 2\text{Re}[ab^* \rho^*(1, 2) + \\ &\quad ac^* \rho^*(1, 3) + ab^* \rho^*(1, 4) + bc^* \rho^*(2, 3) + \\ &\quad |b|^2 \rho^*(2, 4) + cb^* \rho^*(3, 4)] \end{aligned} \quad (19)$$

同理可得:

$$\begin{aligned} P_2^c &= |a|^2 + 2|b|^2 + |c|^2 + 2\text{Re}[ba^* \rho^*(1, 2) + \\ &\quad |b|^2 \rho^*(1, 3) + bc^* \rho^*(1, 4) + ab^* \rho^*(2, 3) + \\ &\quad ac^* \rho^*(2, 4) + bc^* \rho^*(3, 4)] \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} P_3^c &= |a|^2 + 2|b|^2 + |c|^2 + 2\text{Re}[cb^* \rho^*(1, 2) + \\ &\quad ca^* \rho^*(1, 3) + cb^* \rho^*(1, 4) + ba^* \rho^*(2, 3) + \\ &\quad |b|^2 \rho^*(2, 4) + ab^* \rho^*(3, 4)] \end{aligned} \quad (21)$$

$$\begin{aligned} P_4^c &= |a|^2 + 2|b|^2 + |c|^2 + 2\text{Re}[bc^* \rho^*(1, 2) + \\ &\quad |b|^2 \rho^*(1, 3) + ba^* \rho^*(1, 4) + cb^* \rho^*(2, 3) + \\ &\quad ca^* \rho^*(2, 4) + ba^* \rho^*(3, 4)] \end{aligned} \quad (22)$$

此时接收信号的相关系数为

$$\rho^c(m, n) = \frac{\int_{\theta_0-\pi}^{\theta_0+\pi} f_m^c(\theta) f_n^c(\theta) p(\theta) d\theta}{\sqrt{P_m^c \cdot P_n^c}} \quad (23)$$

3.3 信道容量分析

根据文献[14]中提及的克罗内克(Kronecker)模型可得 MIMO 系统信道传输系数矩阵为

$$\mathbf{H} = \rho_R^{1/2} \mathbf{H}_w (\rho_T^{1/2})^T \quad (24)$$

式中, ρ_T 和 ρ_R 分别为发射和接收端阵列相关系数矩阵。为简便起见, 只考虑接收端阵列相关的情形, 故假设发射阵列是互不相关的, 即 ρ_T 是一单位矩阵, \mathbf{H}_w 是高斯随机矩阵, 其元素服从 $N(0, 1)$ 的独立同高斯分布。因此, 由式(24)可得当不计和计及互耦效应时, MIMO 系统信道传输系数矩阵为

$$\mathbf{H} = \begin{cases} (\rho_R^c)^{\frac{1}{2}} \mathbf{H}_w \\ (\rho_R^c)^{\frac{1}{2}} \mathbf{H}_w \end{cases} \quad (25)$$

式中, ρ_R^c 和 ρ_R^e 分别为不计和计及互耦效应时接收阵列的相关系数矩阵。

最终, MIMO 系统信道容量计算公式如下^[1]

$$C = \log_2 [\det(\mathbf{I} + \frac{\gamma}{N_t} \mathbf{H} \mathbf{H}^H)] \quad (26)$$

式中: \mathbf{I} 表示单位矩阵; γ 表示各接收阵元的平均信噪比; N_t 表示发射阵列数。由公式(26)可见, 计及互耦效应下的 MIMO 信道容量 C 不仅与广义信道矩阵 \mathbf{H} 有关, 阵元上的平均接收功率对其亦有很大影响, 因此, 应综合考虑这两个因素。

4. 数值计算

根据式(19)至式(22)可以计算出计及互耦效应时任意两阵元间在不同来波角谱下的平均接收功率差异, 图 4 给出了来波角谱为均匀分布^[13]

$$p(\theta) = \frac{1}{2\Delta}, |\theta - \theta_0| \leq \Delta \quad (27)$$

时阵元 A_1 、 A_2 间平均接收功率差异。由图 4 可知, 当平均到达角 $\theta_0 = 30^\circ$ 和 60° 时, 平均接收功率差异随间距 d 的增加将围绕平衡点上下波动, 且波动幅度越来越小。这是由于随着 d 的增大, 互耦所造成的方向图的畸变越来越小, 平均接收功率越趋向于平衡的缘故; 当 $\theta_0 = 90^\circ$ 时, 由式(13)、(14)得

$$\begin{aligned} P_1^c - P_2^c &= 2\rho^c(1, 2) \{ \operatorname{Re}[ab^*] - \operatorname{Re}[ba^*] \} + \\ &\quad 2\rho^c(3, 4) \{ \operatorname{Re}[cb^*] - \operatorname{Re}[bc^*] \} \\ &= 0 \end{aligned} \quad (28)$$

此时平均接收功率差异为零, 因此, 阵元 A_1 、 A_2 的平均接收功率平衡。

进一步比较四元方阵与四元线性阵的信道容量性能。如图 3 所示, B_1 、 B_2 、 B_3 和 B_4 构成一四元线性阵, 阵元间距也为 d , 来波分布与四元方阵一样, 对于四元线性阵的性能分析本文不再赘述, 其细节可参阅文献[3]。图 5 给出了这两种阵列结构在来波角谱为均匀分布下的信道容量比较。由仿真结果可知, 当平均到达角较小(如 $\theta_0 = 30^\circ$)时, 四元线性阵明显优于四元方阵; 不过随着平均到达角的增大, 线性阵信道容量下降很快。而四元方阵由于其特有的空域对称性, 信道容量波动并不明显, 具有很好的稳定性(参见图 5)。当平均到达角 θ_0 增大到 60° 时, 两种阵列结构信道容量基本相当, 再增大平均到达角 θ_0 时, 四元方阵将明显优于四元线性阵。

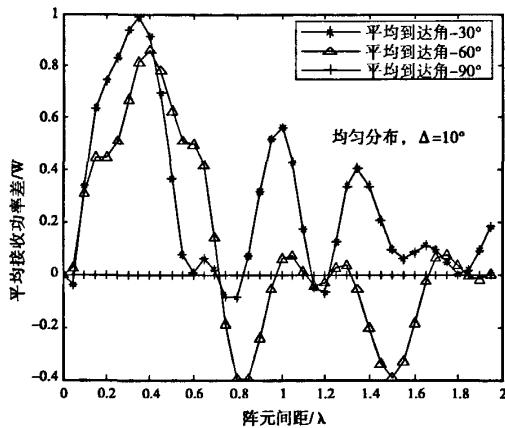


图 4 阵元 A_1 和 A_2 平均接收功率差异

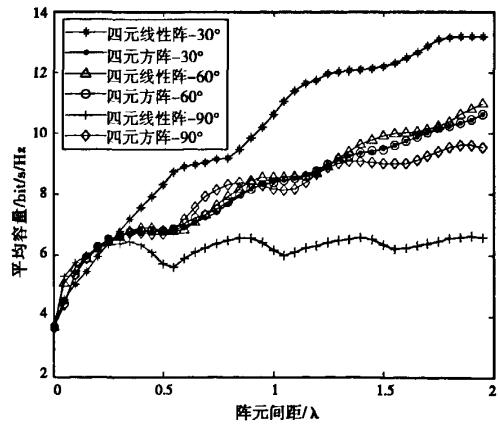


图 5 两种阵列在来波均匀分布下的容量比较

5. 结论

首先依据天线电磁学的基本理论及耦合网络等效模型, 结合四元方阵空域对称结构, 引入天线等效

方向图的概念,分析了互耦效应对阵元方向图的影响,由此论证四元方阵阵元间的互补性,同时亦推导出互耦影响下阵列空域相关系数和平均接收功率的数学表达式,据此系统地分析了互耦效应对四元方阵MIMO系统信道容量的影响,并与目前普遍研究的线性阵列作信道容量方面的优劣比较。理论分析及仿真结果皆显示:存在互耦效应影响下,四元方阵较四元线性阵列结构具有更加稳定的系统信道容量。考虑到移动用户的实际多角度散射环境,采用具空域对称结构的四元方阵天线阵列,显然在实际通信环境下更具信道容量方面的鲁棒性。

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 Commun.*, 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 Trans. on Commun.*, 2000, 48(3): 502-513.
- [3] 李忻,聂在平.天线互耦对MIMO无线信道性能的影响[J].*电波科学学报*,2005,20(4):546-551.
LI Xin, NIE Zaiping. Effect of mutual coupling on the performance of MIMO wireless channels[J]. *Chinese Journal of Radio Science*, 2005, 20(4): 546-551. (in Chinese)
- [4] TSAI J A, WOERNER B D. The fading correlation function of a circular antenna array in mobile radio environment[C]// IEEE Global Telecommun., Conf., San Antonio, Texas, USA. 2001: 3232-3236.
- [5] ZHOU J, XIAO D R, SASAKI S, et al. Analysis of circular antenna arrays with MRC in Nakagami fading channels by approximate approaches[C]// IEEE Inter., Symp., on Microwave, Antenna, Propag., and EMC Tech., for Wireless Commun., Beijing, China, 2005: 99-103.
- [6] GUPTA I J, KSIENSKI A K. Effect of mutual coupling on the performance of adaptive arrays[J]. *IEEE Trans. on Antennas Propag.*, 1983, Ap-31(5): 785-791.
- [7] JANASWAMY R. Effect of element mutual coupling on the capacity of fixed length linear arrays[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propag. Lett.*, 2002, 1(2): 157-160.
- [8] 伍裕江,聂在平.一种新的互耦补偿方法及其在DOA估计中的应用[J].*电波科学学报*,2007,22(4):541-544.
WU Yujiang, NIE Zaiping. A new mutual coupling compensation method and its application to DOA estimation[J]. *Chinese Journal of Radio Science*, 2007, 22(4): 541-544. (in Chinese)
- [9] 郭强,周希朗,张伟炯,等.天线匹配对莱斯信道下紧凑MIMO系统性能的影响[J].*电波科学学报*,2009,24(6):1009-1013.
GUO Qiang, ZHOU Xilang, ZHANG Weijiong, et al. Effect of antenna matching on compact MIMO system performance in Rician fading channels[J]. *Chinese Journal of Radio Science*, 2009, 24(6): 1009-1013. (in Chinese)
- [10] ELLIOTT R S. *Antenna theory and design*[M]. New York: Wiley, 2003: 325-336.
- [11] KRAUS J D, MARHEFKA R J. *Antenna: For all applications*, 3rd edition [M]. New York: The McGraw-Hill Companies, 2006: 348-365.
- [12] SAVANTESSON T, RANHEIM A. Mutual coupling effects on the capacity of multielement antenna systems[C]// IEEE Inter., Conf., on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Salt Lake City, USA, 2001: 2485-2488.
- [13] WALDSCHMIDT C, HAGEN J V, WIESBECK W. Influence and modeling of mutual coupling in MIMO and diversity systems[C]// IEEE Antennas and Propag. Soci. Int. Symp., 2002: 190-193.
- [14] YU K, BENGTSSON M, OTTERSTEN B, et al. Modeling of wide-band MIMO radio channels based on NLOS indoor measurements[J]. *IEEE Trans. on Veh. Tech.*, 2004, 53(3): 655-665.

作者简介



李岳衡 (1971—),男,湖南人,副教授,博士,硕士生导师,主要研究方向为通信信号处理、现代无线通信网络。



赵静 (1984—),男,江苏人,硕士生,主要研究方向为阵列信号处理、MIMO系统。

Effect of mutual coupling on the capacity of 4-element squared antenna array MIMO systems

LI Yue-heng^{1,2} ZHAO Jing¹

(1. College of Computer and Information Engineering, HoHai University, Nanjing Jiangsu 210098, China; 2. National Mobile Communications Research Laboratory, Southeast University, Nanjing Jiangsu 210096, China)

Abstract Considering that the channel capacity of a uniformly linear array (ULA) will decrease rapidly with the increasing of mean angle of arrival (AoA), this paper provides a squared antenna array (SAA) with symmetric structure. Based on the precisely derived expression of array element mutual impedance (MC), the influence of MC on the spatial correlation and multiple input and multiple output(MIMO) channel capacity of SAA are first analyzed; then the stability of the channel capacity of ULA and SAA are also compared in the case of uniformly distribution of power azimuth spectrum (PAS). Theoretical analysis and numerical simulations show that this symmetric SAA can provide more stable channel capacity than the traditional linear array ULA due to its complementary properties among the antenna array elements, suggesting that it is more suitable for the actual communication environments.

Key words 4-element squared antenna array; mutual coupling; spatial correlation; average receive power difference; MIMO channel capacity

如何学习天线设计

天线设计理论晦涩高深，让许多工程师望而却步，然而实际工程或实际工作中在设计天线时却很少用到这些高深晦涩的理论。实际上，我们只需要懂得最基本的天线和射频基础知识，借助于 HFSS、CST 软件或者测试仪器就可以设计出工作性能良好的各类天线。

易迪拓培训(www.edatop.com)专注于微波射频和天线设计人才的培养，推出了一系列天线设计培训视频课程。我们的视频培训课程，化繁为简，直观易学，可以帮助您快速学习掌握天线设计的真谛，让天线设计不再难…



HFSS 天线设计培训课程套装

套装包含 6 门视频课程和 1 本图书，课程从基础讲起，内容由浅入深，理论介绍和实际操作讲解相结合，全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程，可以帮助你快速学习掌握如何使用 HFSS 软件进行天线设计，让天线设计不再难…

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/122.html>

CST 天线设计视频培训课程套装

套装包含 5 门视频培训课程，由经验丰富的专家授课，旨在帮助您从零开始，全面系统地学习掌握 CST 微波工作室的功能应用和使用 CST 微波工作室进行天线设计实际过程和具体操作。视频课程，边操作边讲解，直观易学；购买套装同时赠送 3 个月在线答疑，帮您解答学习中遇到的问题，让您学习无忧。

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/cst/127.html>



13.56MHz NFC/RFID 线圈天线设计培训课程套装

套装包含 4 门视频培训课程，培训将 13.56MHz 线圈天线设计原理和仿真设计实践相结合，全面系统地讲解了 13.56MHz 线圈天线的工作原理、设计方法、设计考量以及使用 HFSS 和 CST 仿真分析线圈天线的具体操作，同时还介绍了 13.56MHz 线圈天线匹配电路的设计和调试。通过该套课程的学习，可以帮助您快速学习掌握 13.56MHz 线圈天线及其匹配电路的原理、设计和调试…

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/116.html>



关于易迪拓培训:

易迪拓培训(www.edatop.com)由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立,一直致力于专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养;后于 2006 年整合合并微波 EDA 网(www.mweda.com),现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地,成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 **ADS**、**HFSS** 等专业软件使用培训课程,广受客户好评;并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书,帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司,以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

我们的课程优势:

- ※ 成立于 2004 年, 10 多年丰富的行业经验
- ※ 一直专注于微波射频和天线设计工程师的培养, 更了解该行业对人才的要求
- ※ 视频课程、既能达到了现场培训的效果, 又能免除您舟车劳顿的辛苦, 学习工作两不误
- ※ 经验丰富的一线资深工程师主讲, 结合实际工程案例, 直观、实用、易学

联系我们:

- ※ 易迪拓培训官网: <http://www.edatop.com>
- ※ 微波 EDA 网: <http://www.mweda.com>
- ※ 官方淘宝店: <http://shop36920890.taobao.com>