

提高小尺寸间距四元 MIMO 系统信道容量与 容量稳定性的新方法

李岳衡^{1,2}, 赵静¹, 居美艳¹, 殷兴辉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: 针对小尺寸间距 MIMO 系统阵元间严重的互耦效应将导致传统直线排列阵信道容量明显下降以及随着入射波平均到达角的增大系统信道容量亦会迅速降低的问题, 通过考察空域相关接收信号等效方向图产生畸变的物理原理, 提出了一种通过重构阵列排布模式以令其具真正方形空间对称特性从而改善系统容量稳定性的新方法。理论分析和数值仿真皆表明, 相比于传统四元直线阵, 这种由新方法构造的具空间对称结构的四元方阵 MIMO 系统不仅在小尺寸阵元间隔具强互耦效应时能提高系统信道容量, 还具有平均信道容量不随入射波平均到达角变化而基本保持恒定的优点。

关键词: 互耦效应; 空域相关性; 信道容量; 四元线阵; 四元方阵

中图分类号: TN911.2; TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1000-436X(2011)06-0086-07

New method to improve the channel capacity and capacity stability of 4-element MIMO systems with close antenna spacing

LI Yue-heng^{1,2}, ZHAO Jing¹, JU Mei-yan¹, YIN Xing-hui¹

(1. College of Computer and Information Engineering, Hohai University, Nanjing 210098, China;

2. National Mobile Communications Research Laboratory, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: With respect to the problems that the severe mutual coupling (MC) caused by close antenna spacing will decrease the channel capacity of the traditional 4-element uniform linear array (ULA) MIMO systems, and that the capacity will also decrease rapidly with the increment of incoming wave's mean angle of arrival (AoA), a new method to improve the system's capacity performance by reconstructing the ULA array layout was proposed based on deeply investigating the reason of the distortion of equivalent antenna radiation pattern. Both theoretical analysis and numerical results show that compared with the traditional 4-element ULA, this 4-element squared antenna array (SAA) with spatially symmetric structure can not only improve the final channel capacity when there is severe MC effect in the case of small antenna spacing, but also have the advantage of keeping nearly unchanged channel capacity as the mean AoA of the incoming waves varies.

Key words: mutual coupling; spatial correlation; channel capacity; 4-element linear array; 4-element squared array

收稿日期: 2010-09-06; 修回日期: 2011-02-01

基金项目: 江苏省自然科学基金资助项目 (BK2008358, BK2008357); 东南大学移动通信国家重点实验室开放研究基金资助项目; 中央高校基本科研业务费专项资金资助项目 (2011B03414)

Foundation Items: The Natural Science Foundation of Jiangsu Province (BK2008358, BK2008357); The Open Research Fund of National Mobile Communications Research Laboratory, Southeast University; The Fundamental Research Funds for the Central Universities (2011B03414)

1 引言

MIMO (multiple input and multiple output) 多天线收发技术以其优异的接收性能和突出的系统信道容量已逐渐成为新一代(B3G/4G)移动通信系统的核心技术之一。经典 MIMO 理论^[1]指出，在信道传播环境是丰富散射、亦即阵列信号为互不相关的情况下，信道容量将随收发端天线阵元最小个数的增加而线性增长；然而随后的研究结果^[2,3]表明，由于空间散射体特征分布等因素的存在，MIMO 发射或接收端阵元间的信号将不可避免地呈现出一定程度的相关性，此种相关性破坏了 Foschini 经典信道容量公式中信道独立性的先决假使条件，成为导致实际 MIMO 系统信道容量下降的最直接的推手。

近年来，伴随着 MIMO 移动终端日益小型化的发展趋势，一个新的问题又呈现在研究者面前，那就是天线阵元间的互耦效应。相比于传统大尺寸间隔 MIMO 系统，尺寸受限 MIMO 移动终端的信道容量不仅与传播信道中的散射体分布有关，还与天线阵元间因小尺寸间距导致的互耦效应有密切的联系^[4,5]。已有的研究结果显示^[6~10]，由阵元间隔缩短导致的天线互耦效应将对天线辐射方向图、阵元接收功率等产生极大影响，进而对整个 MIMO 系统信道空域相关和信道容量等产生影响。不过，上述有关 MIMO 系统互耦效应的研究基本上都是基于传统均匀线阵展开的，然而采用这种均匀直线阵作为 MIMO 系统天线阵的构造却有其先天性的缺陷：毕竟在尺寸严格受限的 MIMO 系统中，在同样天线分布区域面积、同样阵元个数的前提下，随着天线数目的增多均匀线阵会导致阵元间强烈的互耦效应，进而降低系统最终的信道容量值（这在后文四元线阵的分析中非常明显）；另外，据已有仿真结果^[7]，线性排布的天线阵在信号来波平均到达角较大时还存在信道容量急剧下降的缺陷，也就是说，线性阵的信道容量具有方向性，显然这在实际工作环境中也是非常难以接受的。还有，就是已有的有关互耦效应的研究文献基本上没有给出一个完整、详尽的有关互耦效应的建模过程，这令读者对所研究的内容理解起来非常不方便，亦令其研究结果缺乏严谨性。

鉴于上述研究中存在这一系列问题，本文首先依据天线理论推导出可表征天线互耦效应的互阻抗显性表达式，再结合电路理论中耦合等效网络矩阵建立起能准确模拟互耦效应对接收信号影响的

数学模型；接下来通过详细分析耦合效应对四元线阵天线等效接收方向图和信道容量的影响，揭示出小尺寸间距下四元线阵信道容量恶化的深层次因素；以此为契机，提出一种通过重构阵列排布模式以令其具空间对称特性从而改善系统接收与容量特性的新方法。由该方法构造的四元方阵 MIMO 系统由于能有效降低相邻阵元辐射导致的方向图畸变以及通过在各阵元间引入初始相位以“加扰”信号相程差的方式，故而能够有效降低互耦效应对空间相关性的影响，最终起到小尺寸间距下增强信道容量以及在入射波平均到达角变化的情况下亦能保持信道容量稳定的作用。

2 互耦效应的数学表征

所谓的“互耦效应”是指当天线间距非常接近时，邻近天线上的感应电流将在所观察的接收天线上产生附加感应电动势，进而影响该接收天线最终的接收信号^[11]。经典天线理论中，互耦效应常用互耦阻抗表示。以下详细考察 MIMO 天线阵中互耦效应的数学建模。

为简便起见，本文所考察的天线阵列皆由具相同结构的细半波偶极子所构成。如图 1 所示，2 个相互平行的半波偶极子间距为 d ，长度为 $2l$ ； A_1 和 A_2 馈电点间的连接线为 X 轴， A_2 的径向为 Y 轴； A_2 上的点 P 与坐标零点相距为 y 。 A_1 在 A_2 上 P 点存在 2 个相互垂直的电场分量 E_1 和 E_2 ，且可以表示为^[11]：

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

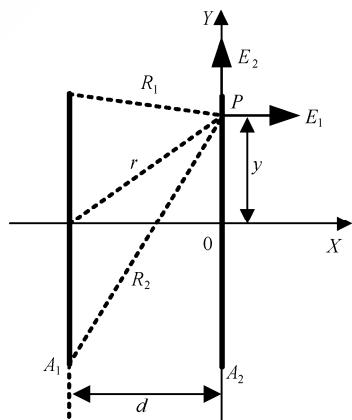


图 1 阵元 A_1 和 A_2 构造图及 A_2 电场分布

其中, R_1 、 R_2 和 r 分别表示阵元 A_1 的上、下端点以及中点距点 P 的距离; I_m 为阵元 A_1 上的电流最大值; 参数 $k = 2\pi/\lambda$, λ 为载波波长。

偶极子 A_1 、 A_2 上的电流分布为

$$I_1 = I_2 = I_m \sin[k(l - |y|)] \quad (2)$$

由互耦阻抗的定义可知, 只有与阵元径向方向相同的电场分量才会在阵元上感应出电动势, 因此阵元 A_1 和 A_2 间的互耦阻抗可表示为^[11]

$$\begin{aligned} z_{12} &= z_{21} = \frac{1}{I_{1i} I_{2i}} \int_{-l}^l (E_2 I_2) dy \\ &= \frac{1}{\sin^2(kl)} \int_{-l}^l \frac{E_2}{I_m} \sin[k(l - |y|)] dy \end{aligned} \quad (3)$$

其中, I_{1i} 和 I_{2i} 分别对应坐标原点处 A_1 、 A_2 上的输入电流; 对于半波偶极子 $l = \lambda/4$, 上式可简化为

$$\begin{aligned} z_{12} &= \int_{-l}^l \frac{E_2}{I_m} \sin[k(l - |y|)] dy \\ &= \int_{-l}^l j30 \left[\frac{e^{-jkR_1}}{R_1} + \frac{e^{-jkR_2}}{R_2} \right] \sin[k(l - |y|)] dy \end{aligned} \quad (4)$$

对式(4)进一步简化可得平行偶极子互阻抗^[12]:

$$\begin{cases} R = 30 \left[2ci(kd) - ci \left[k \left(\sqrt{d^2 + 4l^2} + l \right) \right] - ci \left[k \left(\sqrt{d^2 + 4l^2} - l \right) \right] \right] \\ X = 30 \left[2si(kd) - si \left[k \left(\sqrt{d^2 + 4l^2} + l \right) \right] - si \left[k \left(\sqrt{d^2 + 4l^2} - l \right) \right] \right] \end{cases} \quad (5)$$

而半波偶极子的自阻抗则由下式计算^[12]:

$$\begin{aligned} z_{11} &= z_{22} \\ &= 30 \left[0.577 + \ln(8\pi l/\lambda) - ci(8\pi l/\lambda) + jsi(8\pi l/\lambda) \right] \end{aligned} \quad (6)$$

其中, $ci(x) = \int_x^\infty \frac{\cos v}{v} dv$, $si(x) = \int_0^x \frac{\sin v}{v} dv$ 。

以上主要考察了孤立阵元间互耦效应的互阻抗数学表达; 至于互耦效应对整个接收阵列的影响则可参考电路理论中的耦合网络来等效。就本文而言, 四元天线阵的互耦效应可等效为如图 2 所示的耦合网络。显然由式(6)有 $z_{11} = z_{22} = z_{33} = z_{44}$, 进一步再假设各天线上负载阻抗相等, 则由相关文献[13]的推导过程可得耦合网络传输系数矩阵为

$$C_r = (z_{L1} + z_{11})(Z_L + Z)^{-1} \quad (7)$$

$$\text{其中, } Z_L = \begin{pmatrix} z_{L1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & z_{L2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & z_{L3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & z_{L4} \end{pmatrix}; Z = \begin{pmatrix} z_{11} & z_{12} & z_{13} & z_{14} \\ z_{21} & z_{22} & z_{23} & z_{24} \\ z_{31} & z_{32} & z_{33} & z_{34} \\ z_{41} & z_{42} & z_{43} & z_{44} \end{pmatrix}$$

分别为负载矩阵和互阻抗矩阵。显而易见, 互耦效应最终对整个阵列接收信号的影响可表示为

$$\mathbf{v} = \mathbf{C}_r \mathbf{v}_i \quad (8)$$

其中, $\mathbf{v} = [V_1, V_2, V_3, V_4]^T$ 为计及互耦效应后各天线的接收信号矢量; $\mathbf{v}_i = [V_{i1}, V_{i2}, V_{i3}, V_{i4}]^T$ 则为不考虑互耦效应时各天线阵元上的接收信号矢量。

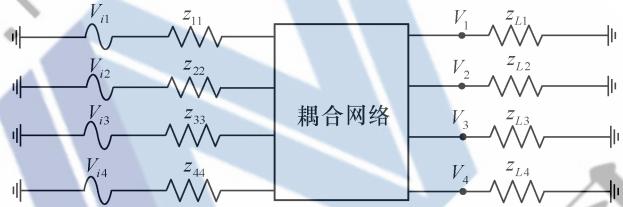


图 2 四元天线阵等效耦合网络

3 四元线阵等效方向图与 MIMO 信道容量

四元线性阵与新型四元方阵的阵元排布俯视图如图 3 所示。其中, B_1 、 B_2 、 B_3 、 B_4 构成一间距为 d 的四元直线阵, 阵列法线方向定义为 Z 轴, 平面入射波与 Z 轴夹角为 θ_0 ; 阵元 A_1 、 A_2 、 A_3 、 A_4 则构成另一正方形天线阵, 各阵元与零点的连接线长度皆为 $\sqrt{2}d$ 的一半, 且各连接线与 Z 轴的夹角定义为 ϕ_1 、 ϕ_2 、 ϕ_3 和 ϕ_4 (图中仅标出 ϕ_2), 为了与四元线阵作比较, 四元方阵的边长设为 d , 平面入射波的平均到达角为 θ_0 , 来波角谱的概率密度设为 $p(\theta)$ 。

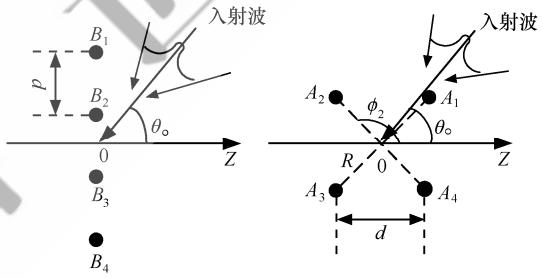


图 3 四元阵分布模型与多径入射波示意图

3.1 四元线阵等效方向图畸变分析

假设不考虑互耦效应时, 阵元 B_1 、 B_2 、 B_3 、 B_4 在水平面上的天线辐射方向图分别为 $a_1(\theta)$ 、 $a_2(\theta)$ 、 $a_3(\theta)$ 、 $a_4(\theta)$, 为简便起见, 假设阵元是全向的, 即 $a_i(\theta) = 1$; 则计及各天线上相程差的接收信号矢量为

$$\mathbf{v}_{il} = [1, e^{-j2\pi d \sin \theta / \lambda}, e^{-j4\pi d \sin \theta / \lambda}, e^{-j6\pi d \sin \theta / \lambda}]^T \quad (9)$$

再进一步假设负载阻抗 z_L 为阵元自阻抗 z_s 的共轭复数；正如式(5)所显示的阵元间互阻抗只与阵元间距有关的结论，则不妨假设四元线阵互耦网络传输系数矩阵为

$$\mathbf{C}_r = \begin{bmatrix} a & b & c & d \\ b & a & b & c \\ c & b & a & b \\ d & c & b & a \end{bmatrix} \quad (10)$$

由式(8)可得，计及互耦效应后的各阵元等效方向图分别为

$$\begin{cases} a_1^c(\theta) = a + be^{-j2\pi d \sin \theta / \lambda} + ce^{-j4\pi d \sin \theta / \lambda} + de^{-j6\pi d \sin \theta / \lambda} \\ a_2^c(\theta) = be^{j2\pi d \sin \theta / \lambda} + a + be^{-j2\pi d \sin \theta / \lambda} + ce^{-j4\pi d \sin \theta / \lambda} \\ a_3^c(\theta) = ce^{j4\pi d \sin \theta / \lambda} + be^{j2\pi d \sin \theta / \lambda} + a + be^{-j2\pi d \sin \theta / \lambda} \\ a_4^c(\theta) = de^{-j6\pi d \sin \theta / \lambda} + ce^{j4\pi d \sin \theta / \lambda} + be^{j2\pi d \sin \theta / \lambda} + a \end{cases} \quad (11)$$

上式中参数 a 、 b 、 c 、 d 由式(4)~式(7)计算得出。

以阵元 B_1 为例， B_1 在相邻阵元间距 d 分别为 0.1λ 、 0.5λ 、 λ 和 2λ 时的天线等效方向图如图 4 所示。由图中计算结果可知：当相邻阵元间距很小时 (0.1λ)，相邻阵元间互耦效应的影响相当于反射器，即将方向图往反方向挤压；这种作用尤其在平均入射波到达角达到 90° 时会产生严重的陷波点，也就是在此方向信号的接收功率将迅速衰减、信号间相关性急剧增大，从而导致信道容量的迅速恶化。这种效果在下节有关 MIMO 信道容量的仿真中体现得特别明显。随着阵元间距的增大，方向图的畸变也逐渐减小，当阵元间距达到 2λ 时，此时计及互耦后的阵元方向图接近全向辐射，即 $a_1^c(\theta) \approx 1$ 。

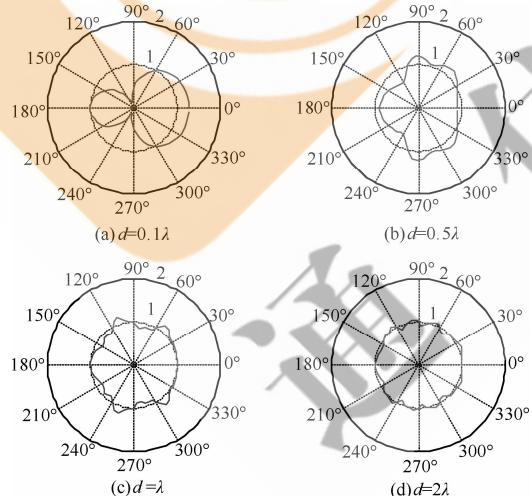


图 4 四元线阵计及互耦下的阵元方向图

3.2 四元线阵 MIMO 信道容量

相邻阵元 m 、 n 在不计互耦效应时接收信号之间的相关系数^[14]为

$$\rho^{nc}(m, n) = \frac{\int_{\theta=\pi}^{\theta+\pi} V_{im}(\theta) V_{in}^*(\theta) p(\theta) d\theta}{\sqrt{P_{im}^c P_{in}^c}} \quad (12)$$

其中， P_i^c 是第 i 根天线不计互耦时的接收功率；由式(8)和式(9)进一步可得在计及互耦效应下的接收阵列相关系数矩阵为

$$\mathbf{R}_r^c = \mathbb{E}[\mathbf{v}\mathbf{v}^H] = \mathbf{C}_r \mathbb{E}[\mathbf{v}_{il}\mathbf{v}_{il}^H] \mathbf{C}_r^* = \mathbf{C}_r \mathbf{R}_r^{nc} \mathbf{C}_r^* \quad (13)$$

其中， \mathbf{R}_r^{nc} 是不计互耦时接收矢量的相关系数矩阵，其阵元元素由式(12)计算。

根据 MIMO 信道的 Kronecker 模型^[15]，假设发射阵列互不相关，可得四元线阵的信道传输系数矩阵：

$$\begin{cases} \mathbf{H} = (\mathbf{R}_r^{nc})^{\frac{1}{2}} \mathbf{H}_w, \text{ 不计互耦} \\ \mathbf{H} = (\mathbf{R}_r^c)^{\frac{1}{2}} \mathbf{H}_w = (\mathbf{C}_r \mathbf{R}_r^{nc} \mathbf{C}_r^*)^{\frac{1}{2}} \mathbf{H}_w, \text{ 计及互耦} \end{cases} \quad (14)$$

上式中 \mathbf{H}_w 是元素服从独立同分布的高斯随机矩阵；考虑阵列空域相关性的 MIMO 系统信道容量公式可按如下公式计算^[1]：

$$C = \text{lb} \left[\det \left(\mathbf{I} + \frac{\gamma}{N_t} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \right] \quad (15)$$

其中， \mathbf{I} 为单位阵， γ 为接收阵元平均信噪比， N_t 为发射端天线个数。

由式(9)、式(10)、式(13)~式(15)可以计算当天线来波角谱服从 $[0, 2\pi]$ 内均匀分布时，四元线阵 MIMO 系统在计及和不计互耦效应时信道容量随阵元间距增大而变化的曲线图如图 5 所示。

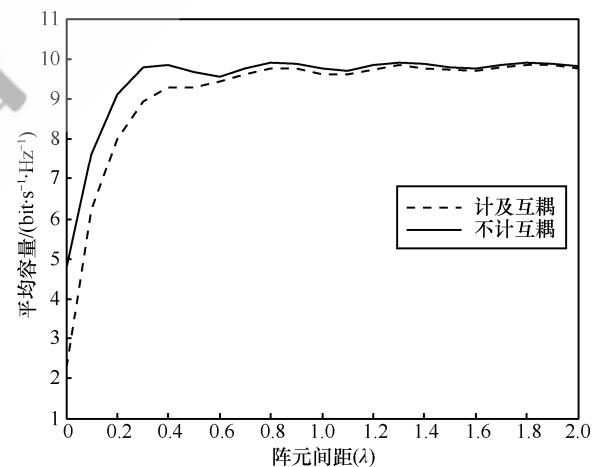


图 5 四元线阵在来波角谱为均匀分布下信道容量

由图 5 可以看出, 当来波角谱满足 $[0, 2\pi]$ 内均匀分布的情况下, 随着阵元间距的缩短, 也就是阵元间隔落在 $0 \sim 0.6\lambda$ 区间时, 天线阵元间互耦效应将不可避免地导致四元线阵平均信道容量的降低。究其原因, 主要是由于四元线阵的方向图随阵元间距减小产生严重畸变, 进而导致阵元接收功率降低及阵列信号相关性增强而引起的。

图 6 则为四元线阵在来波角谱服从高斯分布、计及与不计互耦效应时系统信道容量随来波平均到达角和阵元间距变化的仿真曲线图。由计算结果可以看出, 在不同平均入射角下, 计及互耦效应的信道容量基本上是以不计互耦信道容量为包络作一定程度的上下波动, 但在 0.4λ 间距以下, 强烈的互耦效应将导致信道容量急剧下降; 0.4λ 以上互耦效应的影响虽逐渐减弱, 但由于直线阵本身的设计缺陷, 由式(9)可知, 当来波平均到达角逐渐增大时, 各阵元间接收信号的相关性亦将逐渐增强, 进而导致系统信道容量随来波平均到达角的增大而急剧下降。

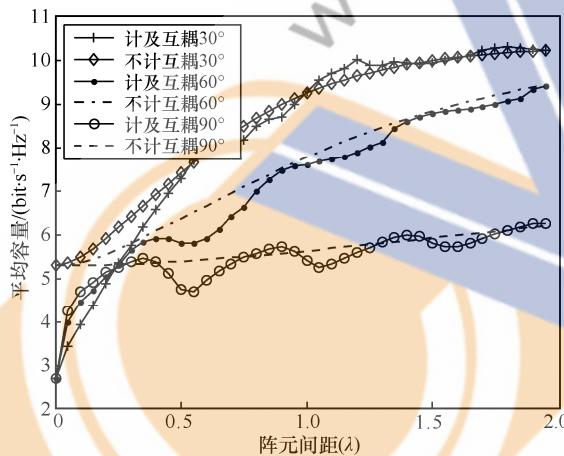


图 6 四元线阵在来波角谱为高斯分布下信道容量

4 四元方阵等效方向图与 MIMO 信道容量

考察四元线阵方向图畸变的物理原因以及线性阵平均入射角 θ_0 增大将导致阵元间接收信号相关性因相程差减小而增大的事实, 显然设计一种具空间对称结构的四元方阵将更具实际的应用价值。

4.1 四元方阵等效方向图的改善

根据图 3 右侧四元方阵阵元分布, 以坐标零点为相位考察点, 可得不计互耦下阵元接收信号矢量为

$$\mathbf{v}_{is} = \left[e^{j2\pi \frac{R}{\lambda} \cos(\theta-\phi_1)}, e^{j2\pi \frac{R}{\lambda} \cos(\theta-\phi_2)}, e^{j2\pi \frac{R}{\lambda} \cos(\theta-\phi_3)}, e^{j2\pi \frac{R}{\lambda} \cos(\theta-\phi_4)} \right]^T \quad (16)$$

考虑到阵元间的互阻抗只与间距 d 有关以及正方形阵阵元的空间对称性, 可定义耦合系数矩阵为

$$C_r = \begin{bmatrix} a & b & c & b \\ b & a & b & c \\ c & b & a & b \\ b & c & b & a \end{bmatrix} \quad (17)$$

由式(8)和式(17)可得计及互耦后四元方阵各接收信号等效方向图为

$$\left\{ \begin{array}{l} a_1^c(\theta) = a + be^{j2\pi \frac{R}{\lambda}[(\theta-\phi_2)-\cos(\theta-\phi_1)]} + \\ ce^{j2\pi \frac{R}{\lambda}[\cos(\theta-\phi_3)-\cos(\theta-\phi_1)]} + be^{j2\pi \frac{R}{\lambda}[\cos(\theta-\phi_4)-\cos(\theta-\phi_1)]} \\ a_2^c(\theta) = a + be^{j2\pi \frac{R}{\lambda}[(\theta-\phi_1)-\cos(\theta-\phi_2)]} + \\ be^{j2\pi \frac{R}{\lambda}[\cos(\theta-\phi_3)-\cos(\theta-\phi_2)]} + ce^{j2\pi \frac{R}{\lambda}[\cos(\theta-\phi_4)-\cos(\theta-\phi_2)]} \\ a_3^c(\theta) = a + ce^{j2\pi \frac{R}{\lambda}[(\theta-\phi_1)-\cos(\theta-\phi_3)]} + \\ be^{j2\pi \frac{R}{\lambda}[\cos(\theta-\phi_2)-\cos(\theta-\phi_3)]} + be^{j2\pi \frac{R}{\lambda}[\cos(\theta-\phi_4)-\cos(\theta-\phi_3)]} \\ a_4^c(\theta) = a + be^{j2\pi \frac{R}{\lambda}[(\theta-\phi_1)-\cos(\theta-\phi_4)]} + \\ ce^{j2\pi \frac{R}{\lambda}[\cos(\theta-\phi_2)-\cos(\theta-\phi_4)]} + be^{j2\pi \frac{R}{\lambda}[\cos(\theta-\phi_3)-\cos(\theta-\phi_4)]} \end{array} \right. \quad (18)$$

图 7 为 A_1 在相邻阵元间距为 0.2λ 、 0.5λ 、 λ 和 2λ 时的方向图曲线。由仿真计算可以发现, 互耦使原来全向的方向图变成了“斜葫芦”形; 这是由于对角元的距离较 2 个边的距离为大, 故 A_3 的互耦影响较 A_2 和 A_4 的要小, 这就造成 A_3 的反射能力比 A_2 和 A_4 要弱。比较图 7 和图 4 可以明显地发现, 即便在阵元间距很小的情况下, 互耦效应导致的方向图畸变在 $0^\circ \sim 90^\circ$ 的范围内要比四元线阵缓和得多; 加之 4 个阵元的对称分布, 在 360° 的全向范围内, 接收信号不存在明显的功率陷波点。另外, 由式(16)可知, 由于每个阵元引入了初始方向角 ϕ_i , 这相当于一种角度“加扰”, 其作用将使由平均入射角 θ_0 增大进而引起接收信号相程差缩小而导致的信号相关性增强得到很大程度的缓解。

4.2 四元方阵 MIMO 信道容量

同样可据式(16)、式(17)以及式(13)~式(15)求得四元方阵在来波角谱服从 $[0, 2\pi]$ 内均匀分布下, 计及互耦和不计互耦效应时系统信道容量随阵元间距增大而变化的曲线如图 8 所示。

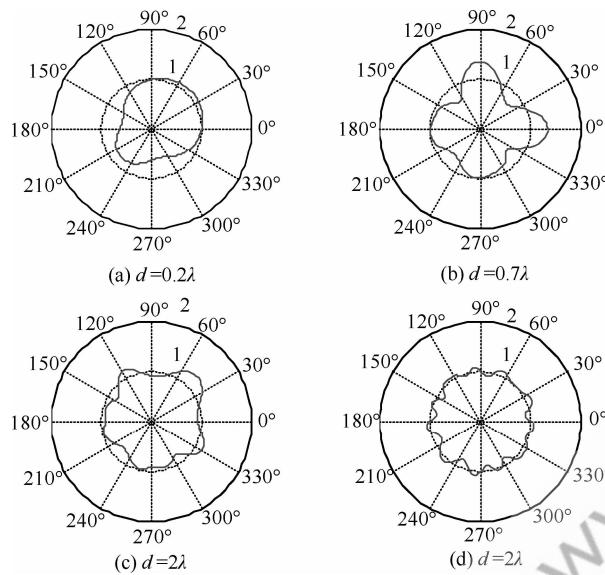


图 7 四元方阵计及互耦下的阵元方向图

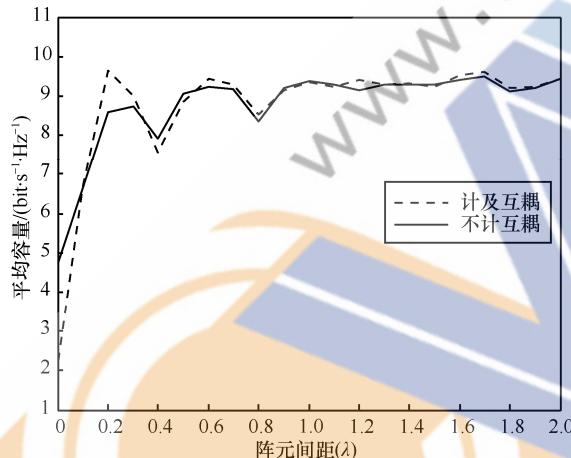


图 8 四元方阵在来波角谱为均匀分布下信道容量

由图 8 中虚线可见, 由于四元方阵天线阵元的空间对称性所提供的互补作用, 使接收信号空域相关性以及耦合效应导致的方向图畸变得到极大程度的缓解, 即便是在很小的天线间隔 ($0.1 \sim 0.4\lambda$) 亦能取得计及互耦效应的信道容量反较不计互耦信道容量增强的效果; 与图 5 相比可以发现, 在 0.25λ 处计及互耦效应下四元方阵能较四元线阵取得最大增幅约 15% 信道容量的显著效果。

图 9 进一步给出了四元线阵与四元方阵 2 种阵列模式在来波角谱皆为高斯分布且考虑互耦效应时, MIMO 系统信道容量随阵元间距变化的数值仿真比较。由仿真结果可知: 当平均到达角较小时 ($\theta_0 = 30^\circ$), 虽然四元线阵的容量要优于四元方阵, 但随着平均到达角的增大信道容量却急速下降, 而四元方阵由于其具空间对称特性, 信道容量波动并

不明显, 具有很好的稳定性; 当 θ_0 增大到 60° 时, 2 种阵列结构信道容量基本相当; 再增大角 θ_0 时, 四元方阵将明显优于四元线阵。

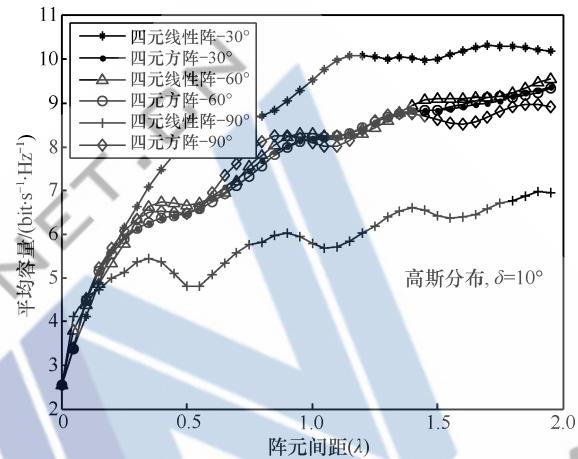


图 9 2 种阵列来波高斯分布下的容量比较

5 结束语

为了解决传统四元直线阵 MIMO 系统在小尺寸间隔时, 因存在严重互耦效应而导致信道容量下降以及系统信道容量存在方向性, 亦即随入射波平均到达角增大而导致系统容量迅速降低的问题, 本文提出了一种通过重构阵元排布进而改善信道容量性能的新方法。由该方法构造的具空间对称结构的四元方阵 MIMO 系统不需更改天线设计, 只需调整阵元排布位置, 就可以利用阵元空间对称特性取得有效降低天线方向图畸变以及在各阵元间以引入初始相位“加扰”接收信号相程差的方式来降低空间相关性的效果。仿真结果表明, 四元方阵在小尺寸间距下计及互耦效应后的信道容量要明显强于四元直线阵; 此外, 四元方阵还具有信道容量对方向性不敏感的优点, 也就是相较于四元线阵, 具对称结构的四元方阵具有基本不随入射波平均到达角变化的稳定的系统信道容量。

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, et al. Fading correlation and its effect on the capacity of multielement antenna systems[J]. IEEE Trans Commun, 2000, 48(3): 502-513.
- [3] ABDI A, KAVEH M. A space-time correlation model for multielement

- antenna systems in mobile fading channels[J]. IEEE J on Selected Areas in Comm, 2002, 20(3): 550-560.
- [4] WALLACE J W, JENSEN M A. Mutual coupling in MIMO wireless systems: a rigorous network theory analysis[J]. IEEE Trans on Wireless Comm, 2004, 3(4): 1317-1325.
- [5] BROWNE D W, MANTEGHI M, MICHAEL P F, et al. Experiments with compact antenna arrays for MIMO radio communications[J]. IEEE Trans Antenna and Propagation, 2006, 54(11): 3239-3250.
- [6] 李纪, 李晓舟, 张尔扬. 互耦对MIMO信道空间相关特性的影响[J]. 国防科技大学学报, 2006, 28(4): 73-77.
LI J, LI X Z, ZHANG E Y. Impact of mutual coupling on the spatial correlation of MIMO channel[J]. Journal of National University of Defense Technology, 2006, 28(4): 73-77.
- [7] 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 X, NIE Z P. Effect of mutual coupling on the performance of MIMO wireless channels[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2005, 20(4): 546-551.
- [8] CLERCKX B, CRAEYE C, DANIELLE V J, et al. Impact of antenna coupling on 2x2 MIMO communications[J]. IEEE Trans Vehicular Tech, 2007, 56(3): 1009-1018.
- [9] LUI H S, HUI H T, LEONG M S. A note on the mutual-coupling problems in transmitting and receiving antenna arrays[J]. IEEE Antennas and Propagation Mag, 2009, 51(5): 171-176.
- [10] LU S, HUI H T, BIALKOWSKI M. Performance analysis of MIMO-OFDM systems under the influence of antenna mutual coupling effect[J]. IET Microw Antennas Propag, 2009, 3(2): 288-295.
- [11] ELLIOTT R S. Antenna Theory and Design, 3rd Edition[M]. New York: Wiley, 2005.
- [12] KRAUS J D, MARHEFKA R J. Antenna: For All Applications[M]. New York: McGraw-Hill, 2006.
- [13] 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.
- [14] PROAKIS J G. Digital Communications, 4th Edition[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industries, 2001.
- [15] YU K, BENGTSSON M, OTTERSTEN B, et al. Modeling of wide-band MIMO radio channels based on NLOS indoor measurements[J]. IEEE Trans on Vehicular Tech, 2004, 53(3): 655-665.

作者简介:



李岳衡（1971-），男，湖南永兴人，博士，河海大学副教授，主要研究方向为通信信号处理和现代无线通信网络。



赵静（1984-），男，江苏扬州人，河海大学硕士生，主要研究方向为阵列信号处理和MIMO系统。



居美艳（1979-），女，江西瑞昌人，博士，河海大学讲师，主要研究方向为移动通信关键技术与通信信号处理。



殷兴辉（1958-），男，湖南永州人，博士，河海大学教授、博士生导师，主要研究方向为微波成像技术和毫米波通信。