

基于极化可重构天线的天线选择方案

伍裕江^{1,2}, 聂在平¹, 乐铁军³

(1. 电子科技大学电子工程学院, 四川成都 610054; 2. 广东通宇通讯设备有限公司, 广东中山 528437;
3. 中国西南电子设备研究所, 四川成都 610036)

摘 要: 天线选择是降低多天线通信系统的硬件复杂度以及改善空域相关性能的有效途径, 但对于天线安装空间受限的小型终端, 天线的数目将受到很大限制, 从而制约了天线选择算法的实施. 本文提出一种基于极化可重构天线的天线选择方案, 该方案具有紧凑的天线结构和低复杂度的选择算法, 适合于小型移动终端使用; 通过理论以及数值仿真实验, 证明了该方案能明显提高系统性能.

关键词: 可重构天线; 天线选择; 极化分集; MIMO 系统; 相关矩阵

中图分类号: TN911.2 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2007)12-2252-06

Antenna Selection Scheme Based on Polarization Reconfigurable Antenna

WU Yur jiang^{1,2}, NIE Zai ping¹, LE Tie jun³

(1. School of Electronic Engineering, UEST of China, Chengdu, Sichuan 610054, China;

2. Tongyu Comm. . Equipment Co. Ltd. Zhongshan, Guangdong 528437, China;

3. Southwest China Research Institute of Electronic Equipment, Chengdu, Sichuan 610036, China)

Abstract: Antenna subset selection is an effective method to reduce the number of radio frequency chains and improve the spatial correlation properties. However, the space for the installation of the antenna array is usually limited in practical applications, thus the performance of antenna selection will be limited. Based on the polarization reconfigurable antenna, a low complexity selection scheme is proposed. This proposed scheme possesses compact structure, and can be implemented in small terminals. Significant performance improvement can be shown through theory analysis and Monte Carlo simulations.

Key words: reconfigurable antenna; antenna selection; polarization diversity; MIMO system; correlation matrix

1 引言

新一代无线通信技术研究中, 收发端同时使用多天线的多输入多输出(MIMO)技术因能显著提高信道容量和通信可靠性而获得广泛的研究兴趣^[1]. 然而, 由于MIMO需要多路射频及中频通道, 对硬件的实现复杂度及成本提出较高要求. 一种有效的解决方法是采用天线选择算法, 即从多个天线中选择使通信性能最优的天线子集, 从而减少电路通道^[2,3]. 相比全复杂度的系统, 天线选择技术往往不会明显降低系统性能, 在高空域相关性的信道环境下, 甚至可能具有高于全复杂度系统的性能^[3]. 天线选择算法包括发送端、接收端或收发端联合选择; 它可以通过每次的信道估计实时进行选择, 也可以依赖信道的统计特性, 如空域相关性, 作天线选择, 由于空域相关性往往只与天线的布局、空间散射扩展角等

有关, 变化相对缓慢, 故有效地降低了天线选择的实现复杂度^[3].

天线选择算法虽然能有效减少电路通道数目, 但仍需要多个天线, 而且往往天线数目越多, 选择的性能越好. 然而对于小型的移动终端设备, 其天线的安装空间往往受限, 此时设计多副高隔离度的天线存在一定的物理限制^[4]. 相对而言, 极化分集较适合紧凑的天线安装环境. 文[5]中给出了三维极化的空域相关性及接收功率分析, 同时给出了三维正交极化的天线设计, 但三维的天线方案要么体积仍显大, 要么不能做到低轮廓; 而且三维的极化分集往往存在严重的接收功率差, 从而限制了极化维的增益. 本文提出一种基于极化可重构的天线选择方案, 它能在一副常规微带天线的物理孔径内切换四种不同的极化状态, 并利用低复杂度的天线选择算法选择最优的工作状态, 从而适应多变的信道环境, 提

高通信的稳健性. 由于电控可重构技术是近几年新出现的一种天线设计技术, 故将其应用到 MIMO 通信中的文献报道并不多^[6,7]. 其中文[7]中提出了一种可重构的微带偶极子天线并用到 2×2 的 MIMO 系统, 其通过开关二极管控制天线长度, 从而改变天线方向图继而改变接收信号空域相关特性. 该天线的类型比较简单, 而且文中只给出了实验结果.

2 信道模型及相关矩阵推导

2.1 信道模型

考虑一个 2×2 的 MIMO 无线系统, 假定发射端有充分的安装空间使发射天线在空间维充分隔离, 此时可忽略发射端相关性; 接收端采用两个可重构的微带平面天线, 分别连接相应的射频及中频通道. 考虑平坦慢衰落瑞利信道, 2×2 的信道矩阵可表示为^[8]

$$\mathbf{H} = \mathbf{R}^{1/2} \mathbf{H}_w \quad (1)$$

其中 \mathbf{H}_w 为独立同分布 (i. i. d) 的信道矩阵, \mathbf{R} 为接收端的空域相关矩阵, 且有 $\mathbf{R}^{1/2}(\mathbf{R}^{1/2})^H = \mathbf{R}$, 上标 H 为转置共轭.

2.2 空域相关矩阵分析

以下将推导相关矩阵 \mathbf{R} 的计算公式. 不失一般性, 设两可重构天线位于 $y\alpha$ 面, 并以其中一个可重构天线的相位中心为原点建立图 1 所示的球坐标系. 应用文[9]中的离散角谱分布, 即假定近端散射体均匀分布在 $|\theta - \theta_0| \leq \Delta\theta/2, |\phi - \phi_0| \leq \Delta\phi/2$, 等效的散射体数目为 S . 其中第 i 个入射场在空间 p 点处的电场为:

$$\mathbf{E}_i = (a_{\theta} \mathbf{e}_{\theta} + a_{\phi} \mathbf{e}_{\phi}) e^{j(\mathbf{k} \cdot \mathbf{p} - w_c t)} \quad (2)$$

其中 a_{θ} 与 a_{ϕ} 分别为 θ 及 ϕ 向极化的场分量, 相互间可近似认为统计独立^[5]; $\mathbf{e}_{\theta}, \mathbf{e}_{\phi}$ 分别为 θ 及 ϕ 向的单位向量; \mathbf{k} 为波数矢量; w_c 为载波的角频率. 以下分析中对入射场的总平均功率作如下归一化:

$$\sum_{i=-(S-1)/2}^{(S-1)/2} \langle |E_i|^2 \rangle = 1 \quad (3)$$

其中 $\langle \cdot \rangle$ 表示期望.

第四节中将看到, 每个可重构天线有四种极化状态, 故本系统可等效为从八个天线中选择两个 (本文中, 每个物理的天线结构称为“可重构天线”, 其中一种极化状态则对应着一副“天线”), 此

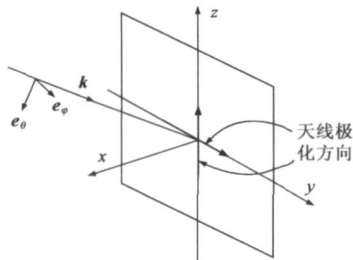


图 1 极化及入射方向的坐标图

时有 28 种选择组合. 考虑到必须从每个可重构天线中选出一个天线, 而且理论上的分析表明线极化与圆极化组合的分集性能并不理想^[10], 此时选择的组合将减

少到 6 种, 如表 1 所示. 设两可重构天线相隔 d_r 放置, 则它们的方向图矢量可分别表达为:

$$\mathbf{h}_1 = c_{z1}(\theta, \phi) \mathbf{e}_z + c_{y1}(\theta, \phi) e^{j\Delta} \mathbf{e}_y \quad (4a)$$

$$\mathbf{h}_2 = [c_{z2}(\theta, \phi) \mathbf{e}_z + c_{y2}(\theta, \phi) e^{-j\Delta} \mathbf{e}_y] e^{jkl_r \sin\phi_s \sin\theta} \quad (4b)$$

其中 c_z, c_y 分别为 z 向和 y 向极化天线的远场方向图因子, 对于理想的线极化天线, 它们反映了天线的结构信息^[18]; Δ 为 y 向分量相对 z 向分量的相差, 一般而言, 它也是 θ 及 ϕ 的函数. 当天线为线极化状态时, $\Delta = 0^\circ$; 当为圆极化状态时, 则 Δ 取 90° (或 -90°), 此时 \mathbf{h}_1 对应着左圆极化 (LHCP) (或右圆极化, RHCP) 天线.

将各入射电场对天线矢量投影, 可得到两个可重构天线的接收信号分别为 (假设 S 为单数):

$$y_1 = \sum_{i=-(S-1)/2}^{(S-1)/2} [-c_{z1} a_{\theta} \sin\theta_i + c_{y1} e^{j\Delta} (a_{\theta} \cos\theta_i \sin\phi_i + a_{\phi} \cos\phi_i)] \quad (5a)$$

$$y_2 = \sum_{i=-(S-1)/2}^{(S-1)/2} [-c_{z2} a_{\theta} \sin\theta_i + c_{y2} e^{-j\Delta} (a_{\theta} \cos\theta_i \sin\phi_i + a_{\phi} \cos\phi_i)] e^{jkl_r \sin\phi_i \sin\theta_i} \quad (5b)$$

空域相关矩阵的计算公式为: $[\mathbf{R}]_{mn} = \langle y_m y_n^* \rangle$, 星号的上标表示共轭. 当 $m = n$ 时即为相应的平均接收功率. 由式(5)并考虑到式(3), 可得

$$[\mathbf{R}]_{12} = \sum_{i=-(S-1)/2}^{(S-1)/2} [\langle |a_{\theta i}|^2 \rangle (c_{z1} c_{z2}^* \sin^2\theta_i - c_{z1} c_{y2}^* e^{j\Delta} \times \sin\theta_i \cos\theta_i \sin\phi_i - c_{y1} c_{z2}^* e^{j\Delta} \sin\theta_i \cos\theta_i \sin\phi_i + c_{y1} c_{y2}^* e^{2\Delta} \cos^2\theta_i \sin^2\phi_i) + \langle |a_{\phi i}|^2 \rangle c_{y1} c_{y2}^* e^{2\Delta} \cos^2\phi_i] e^{-jkl_r \sin\phi_i \sin\theta_i} \quad (6)$$

$$[\mathbf{R}]_{11} = \sum_{i=-(S-1)/2}^{(S-1)/2} [\langle |a_{\theta i}|^2 \rangle (|c_{z1}|^2 \sin^2\theta_i - 2\text{Re}(c_{z1} c_{y1}^* e^{-j\Delta}) \times \sin\theta_i \cos\theta_i \sin\phi_i + |c_{y1}|^2 \cos^2\theta_i \sin^2\phi_i) + \langle |a_{\phi i}|^2 \rangle |c_{y1}|^2 \cos^2\phi_i] \quad (7)$$

$$[\mathbf{R}]_{22} = \sum_{i=-(S-1)/2}^{(S-1)/2} [\langle |a_{\theta i}|^2 \rangle (|c_{z2}|^2 \sin^2\theta_i - 2\text{Re}(c_{z2} c_{y2}^* e^{-j\Delta}) \times \sin\theta_i \cos\theta_i \sin\phi_i + |c_{y2}|^2 \cos^2\theta_i \sin^2\phi_i) + \langle |a_{\phi i}|^2 \rangle |c_{y2}|^2 \cos^2\phi_i] \quad (8)$$

假定发射天线采用 z 向的线极化天线, 定义信道的交叉极化鉴别度为

$$x = \frac{P_{\theta}}{P_{\phi}} = \frac{\sum_{i=-(S-1)/2}^{(S-1)/2} \langle |a_{\theta i}|^2 \rangle}{\sum_{i=-(S-1)/2}^{(S-1)/2} \langle |a_{\phi i}|^2 \rangle} \quad (9)$$

交叉极化鉴别度衡量了无线信道的极化扭转程度^[11]. 假设每个方向的入射波服从相同的分布, 此时有

$$\langle |a_{\theta}|^2 \rangle = \frac{x}{S(1+x)} \quad (10a)$$

$$\langle |a_{\phi}|^2 \rangle = \frac{1}{S(1+x)} \quad (10b)$$

2.3 三种典型分集的分析

本小节将比较 z_z, z_y 及 LR 这三种典型的分集方案

的空域相关性能和接收功率, 其中 zz 分集表示两个可重构天线都取 z 向线极化, zy 分集则一个取 z 向, 而另一个取 y 向线极化, LR 分集表示一个为左圆极化, 另一个为右圆极化. 为简化计算并突出极化维的分析, 这里近似认为在可重构天线的半功率角内, 远场方向函数为常数, 此时不同的分集方式所对应的方向图函数如表 1 所示.

表 1 不同的分集方式所对应的方向图函数(其中 zz 表示两个可重构天线都取 z 向线极化, LR 表示一个为左圆极化, 另一个为右圆极化, 其他类同)

C_{z1}	C_{y1}	C_{z2}	C_{y2}	$\Delta(^{\circ})$	分集
1	0	1	0	0	zz
1	0	0	1	0	zy
0	1	1	0	0	yz
0	1	0	1	0	yy
$1/\sqrt{2}$	$1/\sqrt{2}$	$1/\sqrt{2}$	$1/\sqrt{2}$	90	LR
$1/\sqrt{2}$	$1/\sqrt{2}$	$1/\sqrt{2}$	$1/\sqrt{2}$	-90	RL

当采用 zz 分集时, 即 $c_{z1} = c_{z2} = 1, c_{y1} = c_{y2} = 0, \Delta = 0^{\circ}$, 此时相关矩阵为:

$$[R]_{12} = \frac{X}{S(1+X)} \sum_{i=-(S-1)/2}^{(S-1)/2} \sin^2 \theta_i e^{-jkl_r \sin \phi_i \sin \theta_i} \quad (11)$$

$$[R]_{11} = [R]_{22} = \frac{X}{S(1+X)} \sum_{i=-(S-1)/2}^{(S-1)/2} \sin^2 \theta_i \quad (12)$$

当采用 zy 分集时, 即 $c_{z1} = c_{y2} = 1, c_{y1} = c_{z2} = 0, \Delta = 0^{\circ}$, 此时

$$[R]_{12} = -\frac{X}{S(1+X)} \sum_{i=-(S-1)/2}^{(S-1)/2} \sin \theta_i \cos \theta_i \sin \phi_i e^{-jkl_r \sin \phi_i \sin \theta_i} \quad (13)$$

$$[R]_{11} = \frac{X}{S(1+X)} \sum_{i=-(S-1)/2}^{(S-1)/2} \sin^2 \theta_i \quad (14)$$

$$[R]_{22} = \frac{X}{S(1+X)} \sum_{i=-(S-1)/2}^{(S-1)/2} \cos^2 \theta_i \sin^2 \phi_i + \frac{1}{S(1+X)} \sum_{i=-(S-1)/2}^{(S-1)/2} \cos^2 \phi_i \quad (15)$$

当采用 LR 分集时, 即 $c_{z1} = c_{y1} = c_{z2} = c_{y2} = 1/\sqrt{2}, \Delta = 90^{\circ}$, 此时

$$[R]_{12} = \frac{X}{2S(1+X)} \sum_{i=-(S-1)/2}^{(S-1)/2} (\sin^2 \theta_i - 2j \sin \theta_i \cos \theta_i \sin \phi_i - \cos^2 \theta_i \sin^2 \phi_i - \frac{1}{X} \cos^2 \phi_i) e^{-jkl_r \sin \phi_i \sin \theta_i} \quad (16)$$

$$[R]_{11} = [R]_{22} = \frac{X}{2S(1+X)} \sum_{i=-(S-1)/2}^{(S-1)/2} (\cos^2 \theta_i \sin^2 \phi_i + \sin^2 \theta_i) + \frac{1}{2S(1+X)} \sum_{i=-(S-1)/2}^{(S-1)/2} \cos^2 \phi_i \quad (17)$$

从式(12)和(17)看出, 对 zz 和 LR 两种分集, 其接收功率总是相等的; 而正交极化天线间由于存在不同的极化失配程度, 故接收功率一般不相等.

定义相关系数 $\rho_{mn} = \langle y_m, y_n^* \rangle / \sqrt{\langle y_m, y_m^* \rangle \langle y_n, y_n^* \rangle}$.

图 2 和图 3 分别描述了上述三种分集方式下, 相关系数以及不同极化状态下的接收功率随交叉极化鉴别度 χ 的变化, 其中天线间距 d_r 取 0.75 波长, 入射角的参数取值为: $\phi_0 = 0^{\circ}, \Delta \phi = 70^{\circ}, \theta_0 = 70^{\circ}, \Delta \theta = 0^{\circ}$. 图 2 的结果表明, 只有 zz 分集的相关系数不随 χ 变化; zy 分集由于随着 χ 的增大, 其接收功率渐集中在 z 向, 故相关系数单调增大. 三种分集下的相关系数在 χ 取 -10 到 10dB 内都小于 0.3, 即相关性都较小. 图 3 的结果表明, 正交极化间的接收功率差将随着 χ 的绝对值的增大而增大. 可见, 无线信道参数的变化对天线的接收功率和空域相关性都产生很大作用, 单一的分集方式并不能很好的适应多变的信道环境.

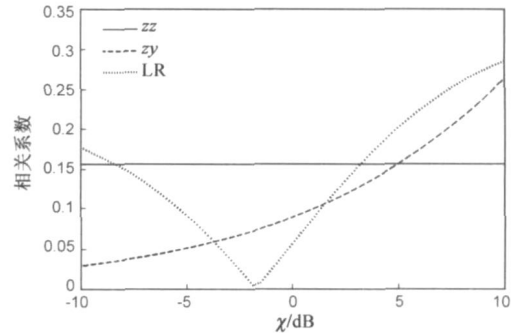


图 2 三种典型分集方案下相关系数随 χ 的变化

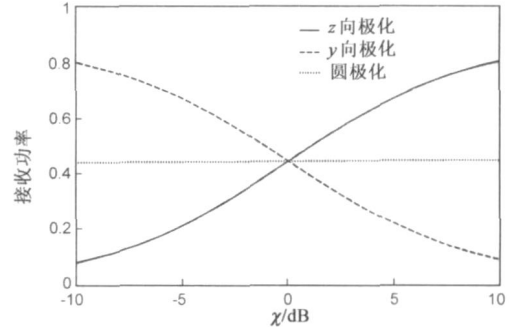


图 3 三种不同极化状态下的归一化接收功率随 χ 的变化

3 天线选择算法

对各种天线选择准则, 最优算法都是穷举法, 但其计算量随天线数目的增大而急剧增大, 而且需要随信道实时状态的变化而作选择. 本文将采用容量最大准则下的一种低复杂度算法: 基于接收端相关矩阵的选择算法 (Correlated Selection Algorithm, CSA)^[3].

考虑到信道模型(1), 在等发射功率条件下 MIMO 无线信道的瞬时容量 (bps/Hz) 为^[1]

$$C = \log_2 \left[\det \left[\mathbf{I}_2 + \frac{\text{SNR}}{2} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right] \right] = \log_2 \left[\det \left[\mathbf{I}_2 + \frac{\text{SNR}}{2} \mathbf{R} \mathbf{H}_w \mathbf{H}_w^H \right] \right] \quad (18)$$

其中 $\det(\cdot)$ 表示行列式, \mathbf{I}_2 是二阶单位矩阵, SNR 是各接收天线的平均信噪比. 当信噪比较高时, 近似有

$$C \approx \log_2 \left[\det \left(\frac{\text{SNR}}{2} \mathbf{H}_w \mathbf{H}_w^H \right) \right] + \log_2 [\det(\mathbf{R})] \quad (19)$$

可见, 为了使容量最大, 就需选择使相关矩阵的行列式最大的天线子集, 这也是该算法的选择准则. 虽然该准则是在高信噪比的条件下导出, 但文献[3]中通过大量的仿真实验, 证实该准则同样适用于低信噪比条件, 而且文献[3]中的仿真结果表明, 该算法很接近最优的天线选择算法. 由于空域相关性往往变化较缓慢, 无需频繁地作天线选择, 故不仅有效降低算法的复杂度, 而且同时降低微波开关器件的实现成本.

4 极化可重构天线的设计

电控可重构天线是近几年新出现的天线设计新技术^[12], 其基本思想是共用同一个天线口径, 通过射频微电子机械系统(MEMS) 开关或 PIN 二极管开关实时变换天线结构, 来实时改变通用口径中的电流分布, 从而获得所需要的天线特性. 故每个可重构天线可等效为共用一个物理辐射单元的几副天线, 使多天线的的设计变得十分紧凑.

本文将采用极化维的可重构, 每种极化状态即代表一种天线. 极化可重构技术近年来已有不少的研究报道, 但主要是在不同的圆极化旋向间的转换^[13, 14], 或一个方向的线极化与圆极化间的转换^[15], 而缺乏全极化状态可重构的设计. 本节将在文[15]的设计基础上, 将该文的设计扩展为正交线极化和两个相反旋向的圆极化四种极化状态. 本文提出的可重构天线如图 4 所示, 与文[15]相比, 这里在侧边增加了一路馈电, 从而激

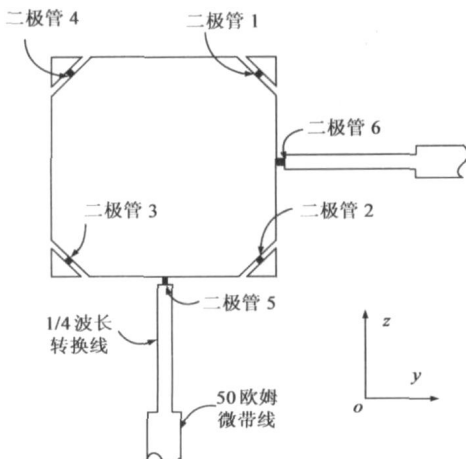


图 4 全极化可重构天线的示意图

发 y 向电流. 馈电微带线与辐射贴片间相距 1.4 毫米, 并通过开关二极管 6 与辐射贴片连接. 原馈电微带线也同理增加开关二极管 5 与辐射贴片连接, 两路馈电微带线最终合为一路上送到前端射频电路. 通过二极管 5 和 6 来控制连接到辐射贴片的微带线, 便可控制接收信号的线极化方向. 当二极管断开时, 微带线与辐射贴片间

主要是容性耦合^[16], 由于二极管电容量非常小, 而微带线宽只有 1.2 毫米, 耦合量也非常小, 故上述的改动对原设计的电场只产生了轻微的扰动. 采用商业软件 IE3D 的仿真表明, 其 S_{11} 最低点处的频率只轻微下降了几十赫兹, 如表 2 所示, 而带宽则几乎不变. 表 2 中同时列出了各种极化状态的选择方式.

表 2 极化状态的控制以及相应的谐振频率

	管 1	管 2	管 3	管 4	管 5	管 6	极化状态	频率 (GHz)
天线 1	关	关	关	关	开	关	z 向极化	1.596
天线 2	关	关	关	关	关	开	y 向极化	1.596
天线 3	开	关	开	关	开	关	LHCP	1.597
天线 4	关	开	关	开	开	关	RHCP	1.599

上述设计仅对原方案的电场产生轻微扰动, 此时不需要调整原来的结构参数. 进一步的优化设计可省略二极管 4 和 5 (或 1 和 3), 此时仅需对贴片的长度与 $\lambda/4$ 的匹配线作相应的微调, 本文对此不作进一步的阐述.

对于接收端采用两个可重构天线时的布局, 可以采用图 5 中的两种方案. 其中 5(a) 适合于笔记本电脑或 PDA 等类型的终端使用^[4]; 5(b) 采用背对方式, 其结构非常紧凑, 适合更小型的终端使用^[17].

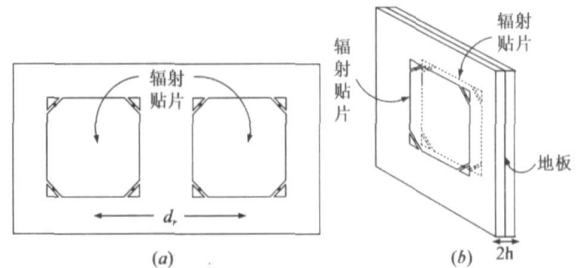


图 5 两种不同的天线布局 (图中省略了馈电微带线). 其中 (a) 为两个可重构天线位于同一个平面; (b) 为背对布局, 两辐射贴片分别位于介质的两侧

5 数值仿真

本节将用数值仿真验证所提出的天线选择方案 (以下称 CSA) 对性能的改善, 其中接收端的平均信噪比取 20dB. 需说明的是, 该信噪比是指理想无极化失配接收下的平均信噪比. 考虑到来波在俯仰面的入射角一般偏离水平面^[11], 同时俯仰面的角度扩展一般很小, 故在以下的计算中, 入射角的参数取值为: $\phi_0 = 0^\circ$, $\theta_0 = 70^\circ$, $\Delta\theta = 0^\circ$.

图 6 给出了分别采用 CSA 及三种典型分集方案下的信道容量随信道的交叉极化鉴别度 χ 的变化, 其中 $\Delta\phi = 70^\circ$. 可看出, 随着 χ 由 -10dB 增大 0dB, 即 θ 极化分量的场强逐渐增大到与 ϕ 分量的场强相等, 此时, zz 分集由于接收功率增大而使容量增大; zy 分集则由于接收功率差得到改善, 其容量也增大; LR 分集由于在功

率差和空域相关性间取得平衡而保持相对的稳定^[10]。随着 x 的进一步增大, zz 分集也将进一步增大, 而 zy 分集则由于功率差将增大故使容量下降, LR 仍保持稳定。CSA 方案在 x 较低时, 选择 yy 分集, x 接近 0dB 时则取 LR 分集, 当 x 进一步增大时则取 zz 分集, 从而保证了最佳的系统性能。

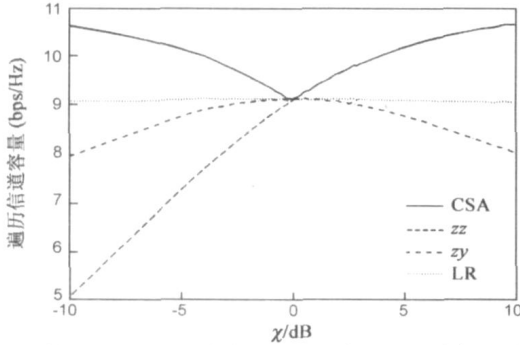


图 6 CSA 及三种典型分集方案下的信道容量随 x 的变化 ($\Delta\phi=70^\circ$)

共点安装的极化分集由于具有紧凑的天线结构而得到广泛应用, 以下算例将比较该分集与 CSA 方案的通信性能。对共点安装的极化分集, 公式(4b)中的 d_r 取为 0。图 7 给出了两种方案下所得到的信道容量随 ϕ 方向的角度扩展的变化。可看出, 当 $x=6$ dB 时两者的容量差较大, 而当 $x=0$ dB 时, 两者性能较接近, 可见极化分集适合于两正交的极化分量场强接近时的通信环境, 从图 6 中也可看出该结论。另外有趣的是, 极化分集的容量随着角度扩展的增大反而降低, 其原因是由于随着 $\Delta\phi$ 增大, 越来越多的入射能量偏离 x 轴方向, 从而与 y 向线极化天线间的极化失配增大而导致接收功率减少; 可见, 在散射丰富的室内环境, 共点安装的极化分集并不能充分利用多径来增大信道容量。

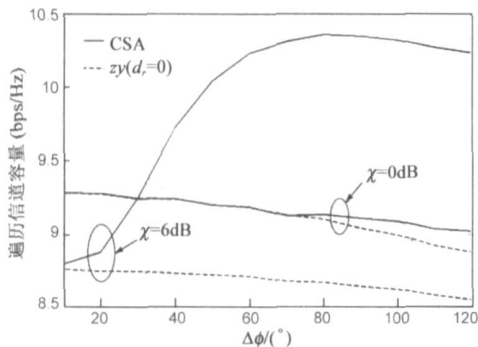


图 7 CSA 与共点安装的极化分集方案的信道容量随 $\Delta\phi$ 的变化

已有的测试表明, x 在城区一般为 4~7dB, 在郊区则往往高于 11dB^[11]。可见采用线极化天线接收时, 由于 x 的变化将导致不同程度的极化失配, 从而使性能变得不稳定; 采用圆极化分集虽然可以保证相同的接收功率差, 但付出了增大相关性的代价, 故并不能保持性能的最佳; 采用 CSA 时则在任意的交叉极化鉴别度和

扩展角下均能在接收功率差和相关性间取得最佳平衡, 增强了通信的稳健性。

对于图 5(b) 中的背对布局, 两个可重构天线的相位中心是近似重合的, 即没有了空间分集, 但增加了方向图的分集。该布局下的分析仍可采用第二节的理论, 鉴于篇幅这里不作展开。

6 结论

本文提出了一种基于极化可重构天线的天线选择方案, 该方案具有紧凑的天线结构和低复杂度的选择算法, 适合于小型移动终端使用; 通过理论以及数值仿真实验, 证明了该方案能适应多变的无线环境, 从而明显地提高系统性能。尽管天线的可重构还是一种新的天线技术, 它在开关器件及相应控制电路等方面还有待进一步的发展, 但相信随着对无线通信性能要求的不断提高, 如天线选择这种自适应技术必然越来越多地应用到 MIMO 通信中, 从而为电控可重构天线带来广阔的应用及发展空间。

参考文献:

- [1] Foschini G J, Gans M J. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas [J]. *Wireless Personal Commun*, 1998, 6(3): 311-335.
- [2] Molisch A F, Win M Z. MIMO systems with antenna selection: an overview [J]. *IEEE Microw Mag*, 2004, 5(1): 46-56.
- [3] Lin D, Sfar S, Letaief K B. Optimal antenna selection based on capacity maximization for MIMO systems in correlated channels [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2006, 54(3): 563-573.
- [4] 伍裕江. MIMO 无线通信中的终端多天设计 [D]. 成都: 电子科技大学电子工程学院, 2005.
- [5] 伍裕江, 聂在平. 多天系统多维极化分集的性能分析 [J]. *电波科学学报*, 2007, 22(3): 365-369.
Wu Y, Nie Z. Performance analysis of multi polarization diversity in MIMO wireless communications [J]. *Chinese Journal of RadioScience*, 2007, 22(3): 365-369. (in Chinese)
- [6] Cetiner B A, Jafarkhani H, Qian J Y, et al. Multifunctional reconfigurable MEMS integrated antennas for adaptive MIMO systems [J]. *IEEE Commun Mag*, 2004, 42(12): 62-70.
- [7] Piazza D, Dandekar K R. Reconfigurable antenna solution for MIMO OFDM systems [J]. *Electronics Letters*, 2006, 42(8): 446-447.
- [8] Shiu D S, Foschini G J, et al. Fading correlation and its effect on the capacity of multielement antenna systems [J]. *IEEE Trans Commun*, 2000, 48(3): 502-513.
- [9] Gesbert D, Bolcskei H, Gore D A, Paulraj A J. Outdoor MIMO wireless channels: models and performance prediction [J]. *IEEE*

Trans Commun, 2002, 50(12): 1926– 1934.

- [10] 伍裕江, 聂在平. 圆极化天线在 MIMO 无线通信中应用的性能分析[A]. 中国西部青年通信学术会议论文集[C]. 成都: 四川省通信学会, 2005. 919– 923.
- Wu Y, Nie Z. Performance analysis of circular polarization diversity in MIMO wireless communications[A]. Proceeding of China Western Region Young scholars' academic conference on communication[C]. Chengdu: Sichuan Institute of communications, 2005. 919– 923. (in Chinese)
- [11] Yan Z, Sayeed A M. Probability of error and capacity of multipolarization antenna systems for downlink mobile communications[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2006, 55(1): 256– 269.
- [12] 肖绍球. 平面型可重构天线研究[D]. 成都: 电子科技大学物理电子学院, 2003.
- [13] Cetiner B A, Qian J Y, et al. A reconfigurable spiral antenna for adaptive MIMO systems[J]. EURASIP J Wirel Commun Netw, 2005, 3: 382– 389.
- [14] Ho M H, Wu M T, et al. An RHCP/LHCP switchable slot line-fed slot ring antenna[J]. Microwave Opt Technol Lett, 2005, 46(1): 30– 33.
- [15] Sung Y J, Jang T U, et al. A reconfigurable microstrip antenna for switchable polarization[J]. IEEE Microwave Wireless Compon Lett, 2004, 14(11): 534– 536.
- [16] Gordon M R, Johann W O, et al. Single layer capacitive feed

for wideband probe fed microstrip antenna elements[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2003, 51(6): 1405 – 1407.

- [17] Cheng Y, Nie Z, Wu Y. An intergration version for polarization diversity of microstrip patch antennas[A]. Proceeding of IEEE AP S international symposium[C]. Washington: IEEE Antennas and Propagation Society, 2005. 479– 482.
- [18] Stutzman W L, Thiele G A. Antenna Theory and Design[M]. New York: John Wiley & Sons, 1998. 33.

作者简介:



伍裕江 男, 1971 年 11 月生于广东省中山市, 分别于 1993 年, 2005 年, 2007 年获电子科技大学电磁场与微波专业, 学士、硕士和博士学位. 主要研究方向为新一代无线通信技术的信道建模、分集技术研究、新型天线的设计与数值计算以及阵列信号处理. E-mail: wuyujiang@126.com

聂在平 男, 1946 年 10 月出生于陕西省西安市, 教授, 博士生导师, 中国电子学会会士, IEEE 高级会员, 1981 年获电子科技大学硕士学位; 1987~ 1989 年在美国伊利诺依大学电磁实验室从事研究工作; 1990 年以来主持并完成 20 余项研究课题, 先后获国家科技进步二等奖一项, 省、部级科技进步一、二、三等奖共五项, 在国内外发表学术论文 300 余篇, 主要研究兴趣包括: 计算电磁学、电磁散射与逆散射、非均匀介质中的场与波、新一代移动通信中的多天线技术等.