

一种新的提高极化分集性能的预处理方法

伍裕江 聂在平

(电子科技大学电子工程学院 成都 610054)

摘要: 极化分集的两分支信号间往往存在严重的接收功率差,从而制约了其分集性能。该文提出一种新的改善极化分集性能的预处理方法,可以在任意极化的入射场条件下保证两分集分支的接收功率相等,并给出了相应的理论分析及其物理解释。在典型的信道环境中,通过与两种典型的极化分集方案的性能比较,证明了该方法的优越性。

关键词: 极化分集; 圆极化; 空域相关; 接收功率差

中图分类号: TN911.2

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)06-1381-04

A Novel Pre-processing Method for Improving the Performance of Polarization Diversity

Wu Yu-jiang Nie Zai-ping

(School of Electronic Engineering, UEST of China, Chengdu 610054, China)

Abstract: Conventional polarization diversity suffers from a strong imbalance between the average powers received on its two diversity branches. A novel method is proposed to tackle this problem by pre-combining of the two diversity branches before diversity combining process. Equal average received branch powers thus can be obtained. Theoretical analysis as well as physical interpretation is presented. Numerical examples under typical channel model show that the proposed method can be used to improve the diversity performance significantly, especially in the high Cross Polarization Discrimination (XPD) environments.

Key words: Polarization diversity; Circular polarization; Spatial correlation; Power imbalance

1 引言

天线分集是一种有效对付多径衰落的方法,并被广泛地应用到移动通信的基站端,以改善上行链路的通信质量。随着移动业务的发展和通信质量要求的不断提高,在手持的移动终端上应用分集接收也显得十分必要^[1]。但是在体积紧凑的移动终端上实现空间分集比较困难,而极化分集由于正交极化间的天线可以共点安装,而且测试表明,正交极化的入射波间具有较低的衰落相关特性,故适合紧凑的移动终端使用^[2-8]。文献[2]系统地对极化分集的两分支信号的包络相关系数以及接收功率差作了理论分析及实验的验证,但其研究并没有考虑来波的角度扩展。文献[3]中分析了在散射丰富的环境中移动终端应用极化分集时的性能,数值结果显示其具有优于空间分集的性能。文献[4-7]中分别测试了极化分集中信道的极化特征、接收信号的空域相关性以及接收功率差等,测试结果表明,正交极化分量间的衰落相关性往往很低,其物理解释为:由于一般的散射体对不同极化的场有不同的散射作用,故正交极化的场分量往往经历了不同的散射路径到达接收端,从而造成了较低的衰落相关特性;同时在接收端的测试表明,正交极化的场分量间的功率差一般较大,往往高达6~20dB,这是由于无线通信中,水平极化波容易被

地表吸收,故在建筑物少的空旷地带,水平分量的波会有更严重的损耗;即使在建筑物丰富的地带,由于波的反射多发生在光滑的垂直墙身,绕射波则多在垂直的墙角,故当发射天线为垂直极化波时,经过多径传播,到达接收端的波分量往往垂直分量的功率高于水平分量的功率,这种现象使两路分支产生严重的接收功率差,这也是限制极化分集性能的最重要原因。若两接收天线分别采用 $\pm 45^\circ$ 的极化方向,虽能有效降低接收功率差,但此时需要付出增大相关性的代价^[4,7-8];而且对于移动终端,其天线的极化方向并非固定的,而是具有随机性,也使该方法失去可实现性。

本文提出一种改善极化分集性能的方法,即正交极化的两路信号先作移相叠加的预处理,再进行分集合并算法。经过预处理后的两路信号的功率总能保证相等,虽然付出了增大空域相关性的代价,但总的分集性能会因此得到改善。本文余下部分的组织结构为:第2节中将基于3维的来波入射模型,分别给出垂直/水平放置和 $\pm 45^\circ$ 方向放置的分集方案下,两分支接收信号的相关系数和方差;第3节将给出所提出的预处理方案下的相关系数和方差,并给出其物理背景的解释;第4节通过数值计算,比较了3种方案的性能;第5节作全文总结。

2 传统极化分集的理论分析

电磁场散射理论表明,线极化的入射波经过多次的随机

散射, 到达接收天线端时, 往往变成椭圆极化波。此时, 对每一个入射波, 如第 i 个来波, 在空间 \boldsymbol{p} 点处的电场为

$$\boldsymbol{E}_i^{\text{inc}} = [a_{\theta_i}(\theta_i, \phi_i)\boldsymbol{e}_\theta + a_{\phi_i}(\theta_i, \phi_i)\boldsymbol{e}_\phi]e^{j\boldsymbol{k}_i \cdot \boldsymbol{p}} \quad (1)$$

其中 a_{θ_i} , a_{ϕ_i} 分别为两个正交极化分量的复包络, 文献[2]的测试表明, 它们可很好地近似为两个独立同分布的随机变量; \boldsymbol{k}_i 为真空中的波数; \boldsymbol{e}_θ , \boldsymbol{e}_ϕ 分别为 θ 与 ϕ 方向的单位矢量; 式(1)中省却了时间因子 $e^{-j\omega t}$, 其中 ω 为角频率。本文的研究将基于3维的入射环境, 并应用文献[9]中的离散角谱分布模型, 即认为接收端的入射场来自近端散射体的反射, 假定近端散射体均匀分布在 $|\theta - \theta_0| \leq \Delta\theta/2$, $|\phi - \phi_0| \leq \Delta\phi/2$ 内, 等效的散射体数目为 S ; 并假定不同方向的来波信号具有独立、相同的统计特性。此时总的入射场 $\boldsymbol{E}^{\text{inc}}$ 为 S 个方向来波的叠加, 即

$$\boldsymbol{E}^{\text{inc}} = \sum_{i=1}^S [a_{\theta_i}(\theta_i, \phi_i)\boldsymbol{e}_\theta + a_{\phi_i}(\theta_i, \phi_i)\boldsymbol{e}_\phi]e^{j\boldsymbol{k}_i \cdot \boldsymbol{p}} \quad (2)$$

对入射总场的平均功率作如下归一化:

$$E\left\{|\boldsymbol{E}^{\text{inc}}|^2\right\} = S \quad (3)$$

其中 $E\{\cdot\}$ 表求期望。定义交叉极化鉴别度(XPD)为总入射场中的 θ 与 ϕ 分量间之平均功率比, 即

$$\chi = \frac{\sum_{i=1}^S E\left\{|a_{\theta_i}|^2\right\}}{\sum_{i=1}^S E\left\{|a_{\phi_i}|^2\right\}} \quad (4)$$

根据归一化条件式(3), 并考虑到上述对 a_{θ_i} , a_{ϕ_i} 的约定, 有

$$E\left\{|a_\theta|^2\right\} = \frac{\chi}{1+\chi} \quad (5a)$$

$$E\left\{|a_\phi|^2\right\} = \frac{1}{1+\chi} \quad (5b)$$

不失一般性, 假设两副共点安装的正交极化天线位于 yoz 平面。对于理想线极化天线, 其归一化的方向图可以写成乘积^[10]:

$$F(\theta, \phi) = g(\theta, \phi)h(\theta, \phi) \quad (6)$$

其中 $g(\theta, \phi)$ 为无限小电流元的方向图, 即入射电场对其极化方向的投影; $h(\theta, \phi)$ 为方向图因子, 其源自对天线上电流分布的积分, 反映了天线的结构信息。先考虑垂直/水平极化方向放置(以下简称垂直/水平方案)的两正交极化天线,

其对第 i 个来波的接收信号可分别表达为

$$y_1(\theta_i, \phi_i) = h_1(\theta_i, \phi_i)\boldsymbol{e}_z \cdot \boldsymbol{E}_i^{\text{inc}} \quad (7a)$$

$$y_2(\theta_i, \phi_i) = h_2(\theta_i, \phi_i)\boldsymbol{e}_y \cdot \boldsymbol{E}_i^{\text{inc}} \quad (7b)$$

其中 \boldsymbol{e}_z , \boldsymbol{e}_y 分别为 z 向和 y 向的单位矢量, 代表了天线的极化方向。由于两天线的相位中心重合, 故将相位参考点选在天线的相位中心处。应用式(1)和式(2), 两天线上的接收信号为

$$r_1 = \sum_{i=1}^S y_1(\theta_i, \phi_i) = -\sum_{i=1}^S h_1(\theta_i, \phi_i)a_{\theta_i} \sin \theta_i \quad (8a)$$

$$r_2 = \sum_{i=1}^S y_2(\theta_i, \phi_i) = \sum_{i=1}^S h_2(\theta_i, \phi_i)(a_{\theta_i} \cos \theta_i \sin \phi_i + a_{\phi_i} \cos \phi_i) \quad (8b)$$

当两正交极化天线以 $\pm 45^\circ$ 的极化方向放置时(以下简称

$\pm 45^\circ$ 方案), 应用文献[8]的定义, 可求得两分支的接收信号分别为

$$r_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{i=1}^S [-h_1(\theta_i, \phi_i)a_{\theta_i} \sin \theta_i + h_2(\theta_i, \phi_i) \cdot (a_{\theta_i} \cos \theta_i \sin \phi_i + a_{\phi_i} \cos \phi_i)] \quad (9a)$$

$$r_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{i=1}^S [-h_1(\theta_i, \phi_i)a_{\theta_i} \sin \theta_i - h_2(\theta_i, \phi_i) \cdot (a_{\theta_i} \cos \theta_i \sin \phi_i + a_{\phi_i} \cos \phi_i)] \quad (9b)$$

定义 r_1 与 r_2 间的相关系数为

$$\rho_{12} = \langle r_1, r_2 \rangle / \sqrt{\langle r_1, r_1 \rangle \langle r_2, r_2 \rangle} \quad (10)$$

其中

$$\langle r_m, r_n \rangle = \sum_{i=1}^S y_m(\theta_i, \phi_i) \cdot y_n^*(\theta_i, \phi_i), \quad m, n = 1, 2 \quad (11)$$

星号上标表示求共轭。

采用文献[5]中的理想偶极子模型, 即 $h_1(\theta, \phi) = h_2(\theta, \phi) = 1$ 。此时, 垂直/水平方案下的相关系数为

$$\rho_{12} = -E_\theta \sum_{i=1}^S \sin \theta_i \cos \theta_i \sin \phi_i / \sqrt{\langle r_1, r_1 \rangle \langle r_2, r_2 \rangle} \quad (12)$$

其中

$$\langle r_1, r_1 \rangle = E_\theta \sum_{i=1}^S \sin^2 \theta_i \quad (13a)$$

$$\langle r_2, r_2 \rangle = E_\theta \sum_{i=1}^S \left(\cos^2 \theta_i \sin^2 \phi_i + \frac{1}{\chi} \cos^2 \phi_i \right) \quad (13b)$$

$$E_\theta = E\left\{|a_\theta|^2\right\} = \frac{\chi}{1+\chi} \quad (13c)$$

同理, 对于 $\pm 45^\circ$ 方案, 有

$$\rho_{12} = E_\theta \sum_{i=1}^S \left(\sin^2 \theta_i - \cos^2 \theta_i \sin^2 \phi_i - \frac{1}{\chi} \cos^2 \phi_i \right) / \sqrt{\langle r_1, r_1 \rangle \langle r_2, r_2 \rangle} \quad (14)$$

其中

$$\langle r_1, r_1 \rangle = E_\theta \sum_{i=1}^S \left(\sin^2 \theta_i + \cos^2 \theta_i \sin^2 \phi_i + \frac{1}{\chi} \cos^2 \phi_i - \sin 2\theta_i \sin \phi_i \right) \quad (15a)$$

$$\langle r_2, r_2 \rangle = E_\theta \sum_{i=1}^S \left(\sin^2 \theta_i + \cos^2 \theta_i \sin^2 \phi_i' + \frac{1}{\chi} \cos^2 \phi_i + \sin 2\theta_i \sin \phi_i \right) \quad (15b)$$

式(15)表明, $\pm 45^\circ$ 方案可以有效降低接收功率差, 但并不能保证接收功率相等, 这与文献[8]的结论不符, 后者认为, $\pm 45^\circ$ 方案下, 两分支的接收功率总是相等的。其原因在于, 本文仅假定了入射电场的两正交分量间是统计独立的, 这个已被文献[2]的测试所证明, 但文献[8]中则假定了垂直/水平方案下, 其相关性总为零。当入射场存在角度扩展时, 从式(8b)可看出垂直/水平方案下, 第2个天线会同时接收到两正交场分量的信息, 从而增大了两分支接收信号的相似性, 故文

献[8]中的假定过于理想化，且缺乏了物理上的可解释性。

定义分支功率比为

$$L = \frac{\langle r_1, r_1 \rangle}{\langle r_2, r_2 \rangle} \quad (16)$$

通过文献[6]的测试数据，可看出即使相关系数很低，但若接收功率差增大时，分集增益会显著下降。可见接收功率差与相关性是影响分集增益的两个关键因素。

3 新的预处理方法的理论分析

水平/垂直方案极化分集的最大缺点是存在相对严重的接收功率差，虽然±45°方案能有效改善这种缺点，但并不能保证接收功率完全一致，而且由于移动终端天线的极化方向往往是随机的，此时通过偏转天线达到改善接收功率差的方法也变得无效。本节将提出一种新的预处理方法（以下简称预处理方案），如图 1 所示，其中一路信号移相 90°，另一路信号移相-90°，再合并。此时，新的两路信号为

$$r'_1 = (r_1 + jr_2) / \sqrt{2} \quad (17a)$$

$$r'_2 = (r_1 - jr_2) / \sqrt{2} \quad (17b)$$

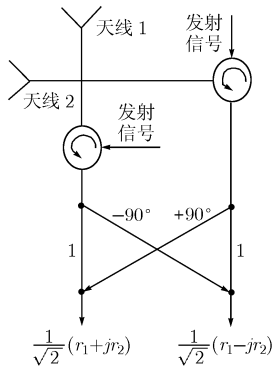


图 1 接收预处理方案示意图

其中 $j = \sqrt{-1}$ 。经预处理后的两路新的信号 r'_1 和 r'_2 再被馈到后端作分集合并算法。由式 (10) 可分别求得 r'_1 与 r'_2 间的相关系数及接收方差为：

$$\rho_{12} = E_{\theta} \sum_{i=1}^S \left(\sin^2 \theta_i - 2j \sin \theta_i \cos \theta_i \sin \phi_i - \cos^2 \theta_i \sin^2 \phi_i - \frac{1}{\chi} \cos^2 \phi_i \right) / \sqrt{\langle r'_1, r'_1 \rangle \langle r'_2, r'_2 \rangle} \quad (18)$$

其中

$$\begin{aligned} \langle r'_1, r'_1 \rangle &= \langle r'_2, r'_2 \rangle \\ &= E_{\theta} \sum_{i=1}^S \left(\sin^2 \theta_i + \cos^2 \theta_i \sin^2 \phi_i + \frac{1}{\chi} \cos^2 \phi_i \right) \end{aligned} \quad (19)$$

式(19)显示了经过式(17)的预处理后，两分支信号的接收功率总能保证相等。与±45°方案相比，这里增加了 90°移相步骤，由文献[11]可看出，预处理后的两路信号实际上等效于采用圆极化天线接收的信号，其中 r'_1 为左圆极化天线的接收信号， r'_2 则为右圆极化天线的接收信号，故经预处理后

的分集方案等同于圆极化分集方案。由于圆极化天线的设计往往比线极化天线困难，而且为了保证充分的隔离度，两个旋向相反的圆极化天线不能共点安装，故用圆极化天线来实现圆极化接收分集不仅设计复杂，而且往往体积较大。若将圆极化接收功能的实现放在天线的馈线或射频前端部分，而天线仍采用正交的线极化天线，如图 1 所示，此时利用紧凑的天线结构即可实现了圆极化分集接收，从而保证了接收功率的平衡。预处理的步骤不仅可在射频前端实现，也可以在中频甚至基带部分进行，但后者需要保证射频和中频通道具有相同的幅度和相位响应，硬件的实现会因此变得很困难。

4 数值计算

本节将给出 3 维入射环境下分集性能的算例，从而直观地显示预处理方案的优越性。以下计算中，将参照文献[12]中对俯仰面内入射角的测试结果，即由于收发信机与有效散射体一般不在同一高度，此时入射波在俯仰面内的平均入射角一般是偏离 90°，而且角度扩展一般不大，故本节中，入射波的角度参数设为 $\theta_0 = 70^\circ$, $\Delta\theta = 20^\circ$, $\phi_0 = 30^\circ$ 以及 $\Delta\phi = 90^\circ$ 。其中每个方位面内的入射波数量取为 21，俯仰面内取为 11，此时， $S=11 \times 21$ 。图 2 给出了垂直/水平方案与±45°方案下接收功率差随交叉极化鉴别度的变化，可以看出，垂直/水平方案接收功率差往往较为严重，采用±45°放置的方案的确可以很好的改善功率差，但并不能完全取得功率平衡。

图 3 给出了垂直/水平方案、±45°以及预处理 3 种方案下，包络相关系数随交叉极化鉴别度的变化。在瑞利衰落信道中，包络相关系数与复相关系数间满足^[3]：

$$\rho_e \approx |\rho_{12}|^2 \quad (20)$$

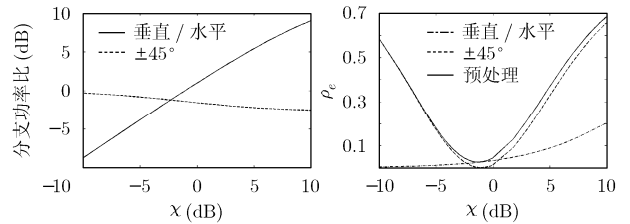


图 2 两种不同的极化分集方案下分支接收功率比随交叉极化鉴别度的变化

图 3 3 种不同极化分集方案下的包络相关系数随交叉极化鉴别度的变化

从图 3 可看出，垂直/水平方案的包络相关性最低；预处理和±45°方案由于会增加两路信号的相似性，故相关系数较垂直/水平方案高，而且这两种方案下的相关系数都随着 χ 幅度的增大而增大，这是由于入射波的能量渐趋向一个极化方向，从而进一步增大了接收信号的相似性。但 χ 在 -10 到 10dB 内，3 种方案的相关系数都是小于 0.7，这是一个普遍公认可获得较佳分集性能的相关系数指标^[6]。

分集增益是衡量分集性能的指标，这里采用了文献[6]

中的拟合公式,该公式不仅适合于本文的瑞利衰落信道,而且适合于相关系数小于零的情况,具有较高精度。这里采用等增益合并方式,由于它是一种在分集性能与实现复杂度间获得较好的折衷的合并方式。此时,90%可靠度下的分集增益公式为

$$G = -8.98 + 15.22 \exp(-0.20\rho_e - 0.04L) \quad (\text{dB}) \quad (21)$$

其中接收功率差 L 的单位为 dB。图 4 给出了 3 种方案下的分集增益随 χ 的变化。可以看出,预处理方案的增益在各种 χ 下都是最优的,其次是 $\pm 45^\circ$ 方案,而垂直/水平方案在 χ 的绝对值较大时,由于存在严重的接收功率差,故即使相关性较低,其分集增益还是最低的。需强调的是, $\pm 45^\circ$ 方案是无预处理的极化分集中性能最佳的方案,但由于移动终端天线的极化方向具有随机性,故实际的分集性能往往较 $\pm 45^\circ$ 方案差。而两天线的接收信号经过预处理后,其实质变成了圆极化分集,故对任意极化的入射电场都能保证相同的接收功率,从而改善极化分集的性能。

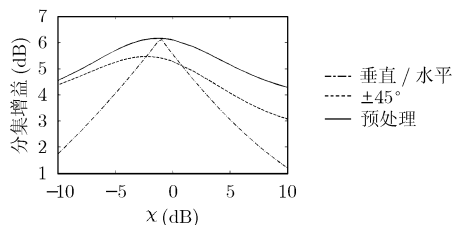


图 4 3 种不同极化分集方案下的分集增益随交叉极化鉴别度的变化

5 结束语

极化分集很适合在紧凑的移动终端使用,但由于分支间往往存在严重的接收功率差,从而降低了其分集增益。本文提出了一种改善极化分集性能的预处理方法,它本质上是利用了两个正交的线极化天线实现了圆极化的分集接收,从而保证了平衡的接收功率。在典型的信道环境下,通过理论及数值计算,证明了本文方法相对无预处理的极化分集方案,能有效地增强分集接收性能。

参考文献

- [1] Dietrich C B, Dietze K, Nealy J R, and Stutzman W L. Spatial, polarization, and pattern diversity for wireless handheld terminals [J]. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, 2001, 49(9): 1271-1281.
- [2] Kozono S, Tsuruhata H, and Sakamoto M. Base station polarization diversity reception for mobile radio [J]. *IEEE Trans. on Veh. Technol.*, 1984, 33(4): 301-306.
- [3] 伍裕江, 聂在平. 移动终端应用极化分集时的性能评估[J]. *电波科学学报*, 2005, 20(4): 491-494.
Wu Yu-jiang, and Nie Zai-ping. Performance analysis of polarization diversity in mobile terminal[J]. *Chinese Journal*

- of Radio Science*, 2005, 20(4): 491-494.
- [4] Vaughan R G. Polarization diversity in mobile communications [J]. *IEEE Trans. on Veh. Tech.*, 1990, 39(8): 177-186.
- [5] Shafi M, Zhang M, Moustakas A L, Smith P J, Molisch A F, Tufvesson F, and Simon S H. Polarized MIMO channels in 3D: Models, measurements and mutual Information[J]. *IEEE J. Selected Areas Comm.*, 2006, 24(3): 514-527.
- [6] Turkmani A M D, Arowojolu A A, Jefford P A, and Kellet C J. An experimental evaluation of the performance of two-branch space and polarization diversity schemes at 1800 MHz[J]. *IEEE Trans. on Veh. Technol.*, 1995, 44(3): 318-326.
- [7] Narayanan R M, Atanassov K, Stoiljkovic V, and Kadambi G R. Polarization diversity measurements and analysis for antenna configurations at 1800 MHz[J]. *IEEE Trans. on Antennas Propagat.*, 2004, 52(7): 1795-1810.
- [8] Hamalainen J and Wichman R. On correlations between dual-polarized base station antennas[C]. *Global Telecommunications Conference, GLOBECOM '03.*, New York, 2003, vol.3: 1664-1668.
- [9] Gesbert D, Bolcskei H, Gore D A, and Paulraj A J. Outdoor MIMO wireless channels: models and performance prediction [J]. *IEEE Trans. on Commun.*, 2002, 50(12): 1926-1934.
- [10] Stutzman W L and Thiele G A. *Antenna Theory and Design*[M]. 2nd edition, New York: John Wiley & Sons, 1998: 33.
- [11] 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 [C]. *中国西部青年通信学术会议论文集*, 成都, 2005: 919-923.
Wu Yu-jiang, and Nie Zai-ping. Performance Analysis of Circular Polarization Diversity in MIMO Wireless Communications [C]. *China Western Region Young scholars' academic conference on communication*, Chengdu, China, Dec. 2005: 919-923.
- [12] Kalliola K, Laitinen H, Vainikainen P, Toeltsch M, Laurila J, and Bonek E. 3-D double-directional radio channel characterization for urban macrocellular applications[J]. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, 2003, 51(11): 3122-3133.

伍裕江: 男, 1971 年生, 博士生, 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。

聂在平: 男, 1946 年生, 教授, 博士生导师, 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。