

# 任意分集方式多输入多输出无线通信系统的统计信道建模\*

海凇<sup>†</sup> 张业荣

(南京邮电大学电子科学与工程学院, 南京 210003)

(2011年11月4日收到; 2012年3月5日收到修改稿)

针对极化分集多输入多输出系统的传统统计模型存在着对不同极化方向上的功率变化设置不合理的问题, 提出一种功率矩阵对其进行纠正; 对采用不同分集方式的多输入多输出系统信道建模的原理进行分析, 提出对功率矩阵和相关矩阵进行复合计算的方法, 建立了一种适用于任意分集方式多输入多输出系统的统计信道模型, 该模型能够确切反映出同时受到距离分集和极化分集影响的多输入多输出系统之统计特征.

**关键词:** 多输入多输出系统, 信道模型, 相关性, 交叉极化鉴别度

**PACS:** 01.20.+x, 07.57.-c, 41.20.Jb

## 1 引言

多输入多输出 (MIMO) 系统通过多天线形成的多个子信道进行空分复用, 在不增加系统带宽和发送总功率的情况下可以大大提升系统的频谱利用率和信道容量, 因而得到了广泛的应用<sup>[1-3]</sup>. MIMO 天线分集方式主要包括距离分集、极化分集和角度分集. 传统 MIMO 系统一般采用距离分集<sup>[4,5]</sup>方式, 这种分集方式可能获得较高的系统性能, 但对天线间距有一定的要求, 因此需要较大的空间; 采用极化分集<sup>[6,7]</sup>时天线可以共点摆放, 因而不需要额外的空间, 同时也具备良好的分集效果; 采用角度分集方式的 MIMO 系统对天线和收发端角谱扩展都有一定要求, 并且和其他分集方式结合的情况较为复杂. 因此本文中主要考虑距离分集和极化分集任意结合的系统.

MIMO 信道模型主要分为物理模型<sup>[8,9]</sup>和统计模型<sup>[10,11]</sup>, 其中物理模型通过电磁散射等计算方法对具体物理传播环境进行模拟, 计算出信号在传播过程中发生的变化; 而统计模型是在已知必要

的信道环境统计参数的情况下, 通过随机方法产生出符合一定统计规律的信道响应和其他参数. 物理模型可以针对各种具体环境来设计和调整物理参数并进行计算, 但计算较为复杂; 统计模型所产生的随机信道响应可以和物理模型有相同的统计特征, 而且计算简单, 但前提是已知所描述信道环境的交叉极化鉴别度 (XPD) 和子信道相关性等统计规律.

建立包含任意方式的通用 MIMO 信道模型, 需要以单一分集方式的建模理论为基础. 传统的极化分集 MIMO 统计信道模型<sup>[10,11]</sup>一般假设所有极化方向上的交叉极化鉴别度 XPD 为同样的数值, 文献<sup>[12,13]</sup>指出了这一假设的不合理之处. 另外, 从电磁散射理论可知, 电磁波发生反射时在不同极化方向上的功率变化应当有所区别, 但在文献<sup>[12,13]</sup>中仍然假设在垂直和水平极化方向上具有同样的接收功率, 这依然是不合理的. 本文针对这一点进行了改进, 以一种新的功率矩阵来准确描述多极化分集 MIMO 系统的发送信号在传播过程中各个极化方向上的功率变化趋势, 对传统的极化分集统计模型进行了修正和补充, 然后再将此功率

\* 国家重点基础研究发展计划 (批准号: 2007CB310603) 资助的课题.

<sup>†</sup> E-mail: shohy@126.com

矩阵应用到混合分集方式的系统中.

同时包含距离和极化两种分集方式的 MIMO 信道统计模型可以满足大范围的灵活应用,但由于同时正确反映出受距离分集影响的相关系数和受极化分集影响的功率变化两大统计特征对统计模型来说较为困难,这方面相关的研究工作并不多.文献 [14] 虽然提出了一种同时包含距离和极化两种分集方式的统计 MIMO 信道模型,但没有能够适当反映出极化分集对相关系数的影响,也无法反映出距离分集采用的共同极化方向发生变化时带来的结果.为了弥补这些不足,本文通过分析距离分集统计模型和极化分集统计模型分别模拟不同 MIMO 系统信道的原理,利用相关矩阵 [15] 和功率矩阵进行复合计算,建立了一种能够应用于任意

天线数目和任意分集方式的通用 MIMO 统计信道模型.

## 2 对传统极化分集 MIMO 信道模型的改进

在传播过程中由于散射体的作用,信号的幅度和极化方向都会发生改变,再由不同极化方向的接收天线所接收,这会导致存在极化分集的 MIMO 系统各个子信道上都存在不同的功率.对统计模型进行研究时,可以用一个功率矩阵来加以描述.

考虑一个采用垂直和水平交叉极化天线的典型  $2 \times 2$  极化分集 MIMO 系统,如图 1(a) 所示.

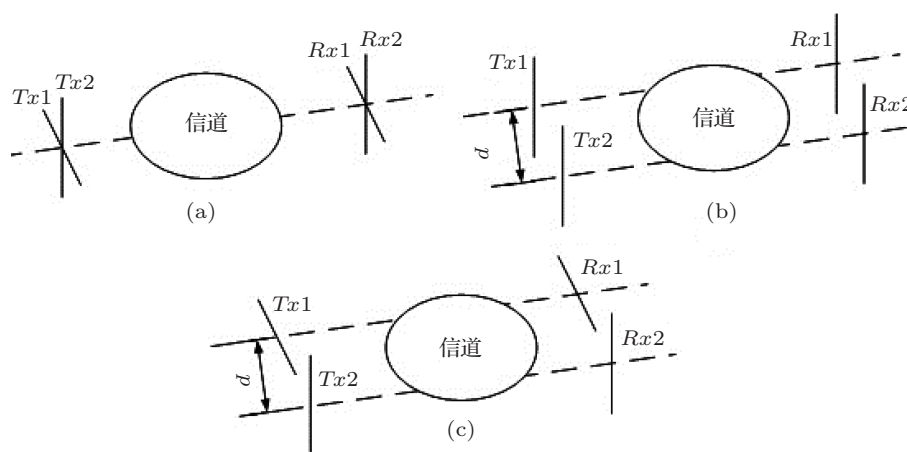


图 1 不同极化分集系统的天线配置 (a) 单纯极化分集系统; (b) 单纯距离分集系统; (c) 距离和极化二重分集系统

对于这样一个系统,可以用下式描述信道矩阵:

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} h_{VV} & h_{VH} \\ h_{HV} & h_{HH} \end{pmatrix}. \quad (1)$$

在讨论极化分集的时候,一般使用 XPD 来描述发送信号在传播过程中极化方向的改变程度,其定义为和发送信号相同极化方向上的接收功率与和与发送信号相正交的极化方向上的接收功率之比.水平极化方向上的 XPD 表达式为

$$\chi_H = \text{var}(h_{HH})/\text{var}(h_{VH}), \quad (2)$$

而垂直水平极化方向上的 XPD 表达式为

$$\chi_V = \text{var}(h_{VV})/\text{var}(h_{HV}), \quad (3)$$

其中  $\text{var}(h) = E(hh^*)$  为该子信道的功率.一般来说 XPD 的数值可以从实际测量或者物理信道模型

中获得.

如果将 (1) 式中的  $h_{VV}$  归一化,其余子信道功率也相应变化,则各子信道上的功率为

$$\begin{cases} \text{var}(h_{VV}) = P_{VV} = 1, \\ \text{var}(h_{VH}) = P_{VH} = P_{VH}/P_{VV}, \\ \text{var}(h_{HV}) = P_{HV} = P_{HV}/P_{VV}, \\ \text{var}(h_{HH}) = P_{HH} = P_{HH}/P_{VV}. \end{cases} \quad (4)$$

对于一个合理的极化分集 MIMO 统计信道模型来说,所产生的各个子信道响应的功率必须和上式一致.

在传统极化分集 MIMO 统计信道模型 [10,11]

中,用下式产生信道矩阵:

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} h_{VV}^{(w)} & \frac{h_{VH}^{(w)}}{\sqrt{\text{XPD}}} \\ \frac{h_{HV}^{(w)}}{\sqrt{\text{XPD}}} & h_{HH}^{(w)} \end{pmatrix}, \quad (5)$$

其中  $\text{XPD} = \chi_H = \chi_V$ , 而  $h_{ij}^{(w)} (i, j \in \{V, H\})$  是服从独立同分布的复高斯随机变量, 均值为 0, 方差为 1. 对于这个模型来说, 各子信道上的功率为

$$\begin{cases} \text{var}(h_{VV}^{(w)}) = 1, \\ \text{var}(h_{VH}^{(w)}/\sqrt{\text{XPD}}) = 1/\text{XPD}, \\ \text{var}(h_{HV}^{(w)}/\sqrt{\text{XPD}}) = 1/\text{XPD}, \\ \text{var}(h_{HH}^{(w)}) = 1, \end{cases} \quad (6)$$

和 (4) 式所描述的功率有很明显的差别.

在文献 [12] 中指出了  $\chi_H$  和  $\chi_V$  是有区别的, 并且把信道矩阵设计为

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} h_{VV}^{(w)} & \frac{h_{VH}^{(w)}}{\sqrt{\chi_H}} \\ \frac{h_{HV}^{(w)}}{\sqrt{\chi_V}} & h_{HH}^{(w)} \end{pmatrix}, \quad (7)$$

此时各子信道上的功率为

$$\begin{cases} \text{var}(h_{VV}^{(w)}) = 1, \\ \text{var}(h_{VH}^{(w)}/\sqrt{\chi_H}) = P_{VH}/P_{HH}, \\ \text{var}(h_{HV}^{(w)}/\sqrt{\chi_V}) = P_{HV}/P_{VV}, \\ \text{var}(h_{HH}^{(w)}) = 1, \end{cases} \quad (8)$$

仍然和 (4) 式有所不同, 也就是说这个模型仍然无法完美地反映各子信道上功率的差别.

现在我们提出一种更为准确的模型, 将信道矩阵设计为

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} h_{VV}^{(w)} & h_{VH}^{(w)} \sqrt{\frac{\chi_V - r}{r\chi_V\chi_H - \chi_V}} \\ \frac{h_{HV}^{(w)}}{\sqrt{\chi_V}} & h_{HH}^{(w)} \sqrt{\frac{\chi_V\chi_H - r\chi_H}{r\chi_V\chi_H - \chi_V}} \end{pmatrix}, \quad (9)$$

其中  $r$  表示接收端所接收的垂直极化方向的总功率和水平极化方向的总功率之比, 即

$$r = \frac{P_{VV} + P_{VH}}{P_{HH} + P_{HV}}, \quad (10)$$

这一比值可以从接收端得到. 此时对 (9) 式所描述信道矩阵的各子信道功率进行计算, 结果为

$$\begin{cases} \text{var}(h_{VV}^{(w)}) = 1, \\ \text{var}\left(h_{VH}^{(w)} \sqrt{\frac{\chi_V - r}{r\chi_V\chi_H - \chi_V}}\right) = \frac{P_{VH}}{P_{VV}}, \\ \text{var}\left(\frac{h_{HV}^{(w)}}{\sqrt{\chi_V}}\right) = \frac{P_{VV}}{P_{HV}}, \\ \text{var}\left(h_{HH}^{(w)} \sqrt{\frac{\chi_V\chi_H - r\chi_H}{r\chi_V\chi_H - \chi_V}}\right) = \frac{P_{VV}}{P_{HH}}, \end{cases} \quad (11)$$

可以看出各子信道功率和 (4) 是一致的. 也就是说这个模型可以正确反映出在多极化 MIMO 信号传播过程中各个极化方向上功率的变化趋势.

为了方便进行描述, 我们将极化分集 MIMO 信道统计模型的信道矩阵表达式改写为

$$\mathbf{H} = \mathbf{A} \odot \mathbf{H}_w \quad (12)$$

其中

$$\mathbf{H}_w = \begin{pmatrix} h_{VV}^{(w)} & h_{VH}^{(w)} \\ h_{HV}^{(w)} & h_{HH}^{(w)} \end{pmatrix},$$

$\odot$  表示 Hadamard 积, 而  $\mathbf{A}$  定义为 MIMO 信道的功率矩阵. 对于 (9) 式所描述的信道模型来说, 其功率矩阵为

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} 1 & \sqrt{\frac{\chi_V - r}{r\chi_V\chi_H - \chi_V}} \\ \sqrt{\frac{1}{\chi_V}} & \sqrt{\frac{\chi_V\chi_H - r\chi_H}{r\chi_V\chi_H - \chi_V}} \end{pmatrix}. \quad (13)$$

### 3 新的通用 MIMO 统计信道模型

#### 3.1 对单一极化分集 MIMO 信道模型的分析

为了建立一个能有效模拟距离分集和极化分集同时作用下的 MIMO 系统的统计信道模型, 我们从物理模型着手, 分析不同统计模型对物理模型所具备统计规律的模拟方法.

首先考虑一个简单的非视距 (NLOS) 距离分集 MIMO 物理信道模型, 其天线配置如图 1(b) 所示. 这个系统的信道向量的表达式可以写成

$$h_{nm} = \sum_{l=1}^L g_l \exp\left[\frac{-j2\pi(|\mathbf{r}_{ml}| + |\mathbf{r}_{ln}|)}{\lambda}\right], \quad (14)$$

其中  $m = 1, 2, \dots, n_t, n = 1, 2, \dots, n_r, L$  为散射体总数,  $g_l$  为经过第  $l$  个散射体时的损耗,  $\mathbf{r}_{ml}$  为

第  $m$  根发送天线到第  $l$  个散射体的向量,  $\mathbf{r}_{ln}$  为第  $l$  个散射体到第  $n$  根接收天线的向量.

一般建模理论认为各散射体之间相互独立, 并将  $g_l$  假设为独立同分布的随机变量. 此时 (14) 式所描述的各子信道具有相同的统计规律, 它们之间的差别仅仅在于不同天线位置带来的相位差, 这样的差别可以体现在子信道之间的相关性上.  $h_{nm}$  和  $h_{qp}$  之间的相关性可以写成

$$\rho_{nm,qp} = \frac{E(h_{nm}h_{qp}^*)}{\sqrt{E(h_{nm}h_{nm}^*)E(h_{qp}h_{qp}^*)}}. \quad (15)$$

一般用相关矩阵<sup>[15]</sup>概括整个信道矩阵的相关特征, 其元素为单纯距离分集时信道矩阵各元素之间的相关性. 此时相关矩阵可以写成

$$\mathbf{R} = E[\text{vec}(\mathbf{H})\text{vec}(\mathbf{H})^T], \quad (16)$$

其中  $\mathbf{H}$  为单纯距离分集时的信道矩阵.

其次我们考虑一个简单的 NLOS 极化分集 MIMO 物理信道模型, 其信道向量表达式为

$$h_{ji} = \sum_{l=1}^L g_l \alpha_{ji}^{(l)} \exp \left[ \frac{-j2\pi(|\mathbf{r}_{il}| + |\mathbf{r}_{lj}|)}{\lambda} \right], \quad (17)$$

其中  $i, j \in \{V, H\}$ ,  $\alpha_{ji}^{(l)}$  是第  $l$  个散射体的散射系数,  $\mathbf{r}_{il}$  是从极化方向为  $i$  的发送天线到第  $l$  个散射体的向量,  $\mathbf{r}_{lj}$  是从第  $l$  个散射体到极化方向为  $j$  的接收天线的向量.

因为单纯极化分集的天线位置重合, 不同子信道的相位没有不同, 从 (17) 式可以看出此时子信道之间的区别是由不同的散射系数所引起的. 对于瑞利信道来说, 散射系数之间可以视为相互独立<sup>[16]</sup>, 此时各子信道之间互不相关, 仅仅存在功率上的差别, 一般用 XPD 来描述, 例如

$$\chi_i = \frac{E(h_{ii}h_{ii}^*)}{E(h_{ji}h_{ji}^*)} = \frac{\sum_{l=1}^L E[(\alpha_{ii}^{(l)})^2]}{\sum_{l=1}^L E[(\alpha_{ji}^{(l)})^2]}. \quad (18)$$

从前面第二节的分析可以看出, 仅有 XPD 无法完全反映不同极化方向上的功率变化, 改用 (12) 式所定义的功率矩阵可以更准确地进行描述.

### 3.2 任意分集 MIMO 系统的信道建模

对于如图 1(c) 所示的同时具备两种分集方式的 MIMO 系统来说, NLOS 情况下的信道向量可以

描述为

$$h_{nmji} = \sum_{l=1}^L g_l \alpha_{ji}^{(l)} \times \exp \left[ \frac{-j2\pi(|\mathbf{r}_{ml}| + |\mathbf{r}_{ln}|)}{\lambda} \right]. \quad (19)$$

不同的子信道之间同时存在着相位和散射系数带来的区别. 作为一个能够从宏观上正确模拟上式的统计模型, 受相位和散射系数等物理参数影响的子信道向量之统计特征必须能从统计模型中确切地反映出来.

在文献 [14] 中提供了一种同时考虑距离分集和极化分集的  $2 \times 2$  MIMO 统计随机信道模型, 其表达式为

$$\mathbf{H}_x = \mathbf{A} \odot \tilde{\mathbf{H}} = \begin{pmatrix} a_{VV} & a_{VH} \\ a_{HV} & a_{HH} \end{pmatrix} \odot \tilde{\mathbf{H}}, \quad (20)$$

其中  $\mathbf{A}$  和极化分集 MIMO 系统的功率矩阵相同, 而  $\tilde{\mathbf{H}}$  为受到距离分集影响、元素间具有一定相关性的矩阵, 定义为

$$\text{vec}(\tilde{\mathbf{H}}) = \mathbf{R}^{1/2} \text{vec}(\mathbf{H}_w), \quad (21)$$

其中  $\mathbf{R}$  表示仅仅存在距离分集时的相关矩阵.

该模型的原理是令已经具备一定相关性的信道矩阵元素再具备不同的功率. 考察该模型所产生信道矩阵的相关性, 可以看出  $\mathbf{H}_x$  矩阵中两个元素的相关性和  $\tilde{\mathbf{H}}$  矩阵相应位置的两个元素之间的相关性完全相同, 也就是说极化分集完全没有影响到子信道间的相关性, 这是不合理的. 一般来说, 极化方向相互正交的收发天线所构成的子信道之间相关性接近于零<sup>[17]</sup>, 而上述模型无法体现这一点.

另外, 该模型在考虑距离分集的时候, 仅仅考虑了所有天线采用垂直极化的一般情况. 从文献 [12] 的实测结果 Fig.5 中可以看出, 天线均采用垂直极化时的相关系数和天线均采用水平极化时的相关系数是有区别的. 为了描述当所有天线都采用某一极化方向的情况, 我们参照 (19) 式对 (14) 式加以改动, 当天线  $m$  和  $n$  的极化方向均为  $i$  时, 将子信道响应定义为

$$h_{nm} = \sum_{l=1}^L g_l \alpha_{ii}^{(l)} \exp \left[ \frac{-j2\pi(|\mathbf{r}_{ml}| + |\mathbf{r}_{ln}|)}{\lambda} \right]. \quad (22)$$

根据 (15) 式, 子信道  $h_{nm}$  和  $h_{qp}$  之间的相关系数可以写成

$$\rho_{nm,qp} = \frac{\sum_{l=1}^L (\alpha_{ii}^{(l)})^2 \exp(-j2\pi \frac{|\mathbf{r}_{ml}| + |\mathbf{r}_{ln}| - |\mathbf{r}_{pl}| - |\mathbf{r}_{lq}|}{\lambda})}{\sum_{l=1}^L (\alpha_{ii}^{(l)})^2}. \quad (23)$$

从上式可以看出, 当距离分集的天线极化方向统一发生变化的时候, 虽然天线间距不变, 但由于散射系数不同, 子信道间的相关性也可能发生改变. 这一点并不能在过去的模型中体现出来.

为了比过去的模型更合理地模拟任意分集 MIMO 系统的信道矩阵, 我们需要考虑如何正确应用相关矩阵  $\mathbf{R}$  和功率矩阵  $\mathbf{A}$  来产生随机信道矩阵. 我们将对任意分集 MIMO 系统的信道建模分为几个步骤, 首先对收发信号在各极化方向上投影得到的分量所构成的子信道进行模拟, 以天线间同时存在着距离分集和极化分集的  $n_t \times n_r$  MIMO 系统为例, 先随机产生一批矩阵, 所有矩阵的元素都是均值为 0、方差为 1 的独立同分布的复高斯随机变量, 即

$$\mathbf{H}_{ji}^{(w)} = \begin{pmatrix} h_{11ji}^{(w)} & h_{12ji}^{(w)} & \cdots & h_{1n_tji}^{(w)} \\ h_{21ji}^{(w)} & h_{22ji}^{(w)} & \cdots & h_{2n_tji}^{(w)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n_r1ji}^{(w)} & h_{n_r2ji}^{(w)} & \cdots & h_{n_rn_tji}^{(w)} \end{pmatrix}, \quad (24)$$

其中  $i, j \in \{\mathbf{V}, \mathbf{H}\}$ , 即总共四个矩阵. 这四个矩阵的所有元素都是互不相关的.

根据前面的分析, 当  $i = j$  的时候,  $h_{nmji}$  和  $h_{qpji}$  之间应当存在着距离分集带来的相关性, 而  $i$  和  $j$  相互正交的时候, 它们之间的相关性可以看成 0. 为了在随机产生的子信道之间建立这样的相关特征, 用下式进行计算:

$$\begin{cases} \text{vec}(\tilde{\mathbf{H}}_{\mathbf{V}\mathbf{V}}) = R^{1/2} \text{vec}(\mathbf{H}_{\mathbf{V}\mathbf{V}}^{(w)}), \\ \text{vec}(\tilde{\mathbf{H}}_{\mathbf{H}\mathbf{H}}) = R^{1/2} \text{vec}(\mathbf{H}_{\mathbf{H}\mathbf{H}}^{(w)}), \\ \tilde{\mathbf{H}}_{\mathbf{V}\mathbf{H}} = \mathbf{H}_{\mathbf{V}\mathbf{H}}^{(w)}, \\ \tilde{\mathbf{H}}_{\mathbf{H}\mathbf{V}} = \mathbf{H}_{\mathbf{H}\mathbf{V}}^{(w)}, \end{cases} \quad (25)$$

可以得到

$$\tilde{\mathbf{H}}_{ji} = \begin{pmatrix} \tilde{h}_{11ji} & \tilde{h}_{12ji} & \cdots & \tilde{h}_{1n_tji} \\ \tilde{h}_{21ji} & \tilde{h}_{22ji} & \cdots & \tilde{h}_{2n_tji} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}_{n_r1ji} & \tilde{h}_{n_r2ji} & \cdots & \tilde{h}_{n_rn_tji} \end{pmatrix}. \quad (26)$$

将上面的四个矩阵的元素根据天线的编号重新编排成  $n_t \times n_r$  个新矩阵, 可以得到

$$\tilde{\mathbf{H}}_{nm} = \begin{pmatrix} \tilde{h}_{nm\mathbf{V}\mathbf{V}} & \tilde{h}_{nm\mathbf{V}\mathbf{H}} \\ \tilde{h}_{nm\mathbf{H}\mathbf{V}} & \tilde{h}_{nm\mathbf{H}\mathbf{H}} \end{pmatrix}, \quad (27)$$

其中  $m = 1, 2, \dots, n_t, n = 1, 2, \dots, n_r$ . 由于分集天线之间的距离相对收发端间距可以忽略, 可以近似认为在任意位置的收发天线间传输的信号具备相同的 XPD 等功率特征, 也就是说功率矩阵  $\mathbf{A}$  和具体天线位置、极化方向无关, 而仅仅和收发端位置与散射体特性等环境因素有关. 因此同一个功率矩阵  $\mathbf{A}$  可以应用到不同的收发天线上, 也就是对任意  $m$  和  $n$ , 可以应用下式

$$\mathbf{H}_{nm}^{(x)} = \mathbf{A} \odot \tilde{\mathbf{H}}_{nm}, \quad (28)$$

这样得到的  $\mathbf{H}_{nm}^{(x)}$  可以描述从第  $m$  根发送天线到第  $n$  根接收天线之间, 信号在不同极化方向上的功率变化. 并且对  $\mathbf{H}_{nm}^{(x)}$  和  $\mathbf{H}_{qp}^{(x)}$  来说, 相关性受到距离影响的子信道向量  $\tilde{h}_{nmji}^{(x)}$  和  $\tilde{h}_{qpji}^{(x)}$  之间也具备相应的相关性. 也就是说,  $\tilde{h}_{nmji}^{(x)}$  可以正确表示极化方向为  $i$  的第  $m$  根发送天线到极化方向为  $j$  的第  $n$  根接收天线之间的信道向量, 再通过角度映射就可以得到任意极化方向上的信道向量, 从而完成对任意分集 MIMO 系统的 NLOS 信道建模.

对于视距 (LOS) 模型来说, 如果对收发天线均垂直极化时的子信道视距分量进行功率归一化, 则收发天线任意极化时的子信道 LOS 分量简单物理表达式可以写成

$$h_{nm} = \exp\left(\frac{-j2\pi|\mathbf{r}_{mn}|}{\lambda}\right) \cos(\alpha_{tm} - \alpha_{rn}), \quad (29)$$

其中  $|\mathbf{r}_{mn}|$  表示第  $m$  根发送天线到第  $n$  根接收天线之间的距离,  $\cos(\alpha_{tm} - \alpha_{rn})$  表示从极化方向  $\alpha_{tm}$

向极化方向  $\alpha_{rn}$  的投影. 因为 LOS 分量并没有受到散射体的影响, 子信道视距分量不存在随机变化, 统计模型也可以直接通过上式获得子信道的 LOS 分量. 所以整个任意分集 MIMO 系统的 LOS 模型可以写成

$$H = \sqrt{\frac{1}{K+1}} \mathbf{H}_{\text{NLOS}} + \sqrt{\frac{K}{K+1}} \mathbf{H}_{\text{LOS}}, \quad (30)$$

其中  $\mathbf{H}_{\text{NLOS}}$  为从本文中 new NLOS 信道模型得到的描述 NLOS 分量的矩阵,  $\mathbf{H}_{\text{LOS}}$  为通过 (30) 式得到的描述 LOS 分量的矩阵,  $K$  为描述 LOS 分量和 NLOS 分量之间功率差别的莱斯因子.

### 4 仿真验证

为了验证本文所提出统计模型的正确性和有效性, 我们采用了文献 [12] 中实际测量所得的相关性和 XPD 等数据作为必要的已知参数, 基于这些参数使用统计模型随机产生信道矩阵, 就可以得到各种情况下的系统容量.

当发送信号频率为 2.4 GHz, 收发天线采用  $2 \times 2$  分集时, 文献 [12] 中经实际测量所得的统计参数如表 1 和表 2 所示.

表 1 为天线采用  $2 \times 2$  距离分集时, 不同天线间距下子信道间相关性的取值, 其中  $D$  为两根分集天线的间距.

表 1 不同天线间距情况下子信道间相关性的取值 (NLOS)

天线间距 $D$	$\rho_{hh}$	$\rho_{vv}$
$\lambda/2$	0.28	0.22
$\lambda$	0.19	0.04
$2\lambda$	0.04	0.01

表 2 不同极化方向上的 XPD 和功率的取值 (NLOS)

XPD 或归一化功率	取值
$X_V$	8.58 dB
$X_H$	8.29 dB
$P_{VV}$	0 dB
$P_{HH}$	-2.2 dB

表 2 为不同极化方向上的 XPD 和功率的取值, 其中  $X_V$  和  $X_H$  分别为垂直和水平极化方向上的 XPD,  $P_{VV}$  和  $P_{HH}$  为子信道  $h_{VV}$  和  $h_{HH}$  的归一化功率.

由于本文提出的任意分集 MIMO 信道统计模型和传统统计模型的区别主要在于对 NLOS 情况的建模, 我们首先考虑在 NLOS 情况下进行仿真验证. 以表 1 和表 2 的参数为基础, 令文献 [14] 中的传统模型和本文提出的新模型对图 1 所示的三种分集方式 (交叉极化分集、距离分集、距离和极化混合分集) 分别进行模拟, 使用蒙特卡罗方法针对每种分集方式在不同天线间距情况下分别产生 10000 个信道矩阵的随机样本, 由这些样本所计算出的信道容量累积分布函数 (CDF) 曲线如图 2 和图 3 所示.

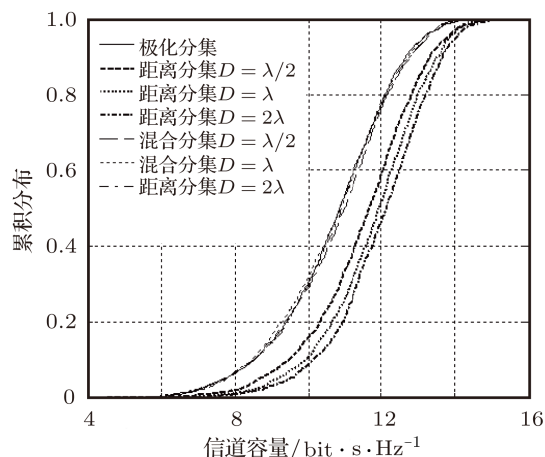


图 2 NLOS 情况下不同分集方式的系统容量 CDF 曲线 (新信道模型)

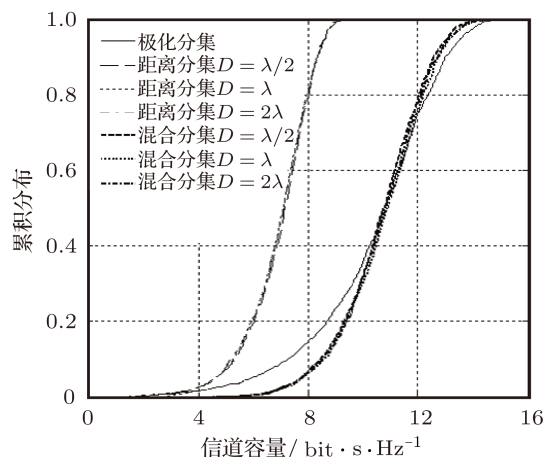


图 3 NLOS 情况下不同分集方式的系统容量 CDF 曲线 (传统信道模型)



文献 [12] 中的实测结果 Fig.8 显示, 在 NLOS 情况下, 混合分集和极化分集的性能相近, 但明显低于距离分集的性能, 这一结论和图 2 中新信道模型的结论是相符的. 在 NLOS 情况下, 所有天线均为垂直极化的距离分集的性能明显高于其他分集方式, 这是因为其他分集方式中不同极化方向的信号在传播过程中具有不同的损耗. 从实测结果和图 2 中也可以看出, 距离分集的性能随天线间距增加有明显的提升的一致结论, 这是因为子信道间的相关性会随着天线间距增加而减小. 同时还可以看出混合分集的性能和天线间距没有明显的关系, 与单纯极化分集 (可以看做天线共点的混合分集) 的性能也大致相同, 这是因为在 NLOS 情况下, 交叉极化分集已经将子信道间的相关性降至极限, 此时增加天线间距也无法再通过改变相关性来影响系统容量.

而图 3 中传统模型所模拟的距离分集性能明显低于极化分集和混合分集的性能, 这是不合理的. 基于 (22) 式的分析可知, 这是因为传统的统计模型在对子信道间相关性的处理上存在着不合理之处.

接下来我们针对 LOS 的情况, 对本文提出的新信道模型进行验证. 由于文献 [12] 中并没有给出详细的莱斯因子取值, 我们在仿真实验中将莱斯因子设为  $K = 100$ , 得到的结论如图 4 所示.

从图 4 可以看出, 在 LOS 情况下, 极化分集和混合分集的性能相对图 2 来说明显地接近了距离分集的性能, 这是因为对距离分集来说各子信道的 LOS 分量之间是完全相关的, 而极化分集即使在 LOS 情况下也可以有效地将不同的子信道区分开. 由于没有使用和实测中完全相同的莱斯因子, 仿真结果和实测结果有一定偏差, 但各种分集性能随天线间距变化的趋势, 以及各种分集之间的性能差别, 和文献 [12] 中 LOS 情况下的实测结果 Fig.7 仍然是相符的.

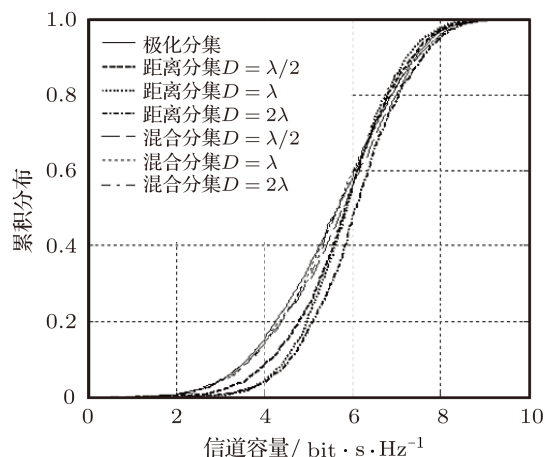


图 4 LOS 情况下不同分集方式的系统容量 CDF 曲线 (新信道模型)

## 5 结论

在本文中, 我们对传统的极化分集 MIMO 统计信道模型的建模方法进行了改进, 改进后的功率矩阵能够对不同极化方向上的 XPD 等功率特征进行模拟, 从而更好地反映信号在传播过程中各个极化方向上的功率变化趋势. 通过分析单一分集与双重分集的异同, 我们又对改进后的功率矩阵以及相关矩阵进行复合处理, 建立起一种新的通用 MIMO 统计信道模型, 在一定程度上可以弥补国内外在多分集方式 MIMO 系统方面研究的不足.

对于物理模型来说, 用电磁散射计算方法对每次散射过程进行计算需要占用相当多的时间; 而统计模型在已知必要信道参数的前提下, 可以用较为简单的随机方法直接产生所需的 MIMO 信道矩阵. 一个能够在某些情况下完全代替物理模型的统计模型必然有一定的实用意义, 而且对于可以应用在任意分集 MIMO 系统上的通用模型来说, 不仅适用范围更广泛, 还可以有其他的一些灵活应用, 比如研究在一定环境下如何选择天线的分集方式以达到最佳的系统性能等等.

- [1] Xiao H L, Ouyang S, Lie Z P 2009 *Acta Phys. Sin.* **58** 3685 (in Chinese) [肖海林, 欧阳缙, 聂在平 2009 物理学报 **58** 3685]
- [2] Xiao H L, Ouyang S, Lie Z P 2009 *Acta Phys. Sin.* **58** 6779 (in Chinese) [肖海林, 欧阳缙, 聂在平 2009 物理学报 **58** 6779]
- [3] Kim J, Choi J 2010 *Microw. Opt. Technol. Lett.* **52** 13

- [4] Nguyen H T, Andersen J B, Pedersen G F 2004 *IEEE PIMRC 15th* **3** 1827
- [5] Carrasco H, Feick R, Hristov H D 2007 *Microw. Opt. Technol. Lett.* **49** 1754
- [6] Erceg V, Sampath H, Catreux-Erceg S 2006 *IEEE Trans. Wireless*

- Commun.* **5** 28
- [7] Wang X, Du Z W, Gong K 2009 *Microw. Opt. Technol. Lett.* **51** 348
- [8] Moon H, Kwon S, Kim H, Lim J, Yoon Y J 2007 *IEEE APSURSI'07* p3017
- [9] Al-Kheir A A, Qaraqe K A, Alouini M S 2008 *ISCC'08 IEEE* p831
- [10] Erceg V, Sampath H, Catreux-Erceg S 2006 *IEEE Trans. Wireless Commun.* **5** 28
- [11] Zajic A G, Stüber G L, Pratt T G, Nguyen S T 2009 *IEEE Trans. Vehicular Tech.* **58** 517
- [12] Anreddy V R, Ingram M A 2006 *IEEE WCNC'06* **2** 946
- [13] Konishi Y, Materum L, Takada J I, Ida I, Oishi Y 2009 *IEEE PIMRC'09* p1786
- [14] Coldrey M 2008 *IEEE VTC'08* p440
- [15] Chan P W C, Lee D C K, Tam F K W, I C L, Cheng R S K, Lau V K N 2008 *IEEE GLOBECOM'08* p1
- [16] Shafi M, Zhang M, Moustakas A L, Smith P J, Molisch A F, Tufvesson F, Simon S H 2006 *IEEE Journal on Selected Areas. Commun.* **24** 514
- [17] Oestges C, Clerckx B 2007 *MIMO Wireless Communications: from Real-World Propagation to Spacetimecode Design* (Oxford: Academic Press) p79

# Statistical modeling arbitrary diversity multi-input multi-output systems\*

Hai Lin<sup>†</sup> Zhang Ye-Rong

(College of Electronic Science and Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China)

(Received 4 November 2011; revised manuscript received 5 March 2012)

## Abstract

A new form of power matrix is proposed to correct the unreasonable points in traditional statistical multi-input multi-output (MIMO) channel model which mishandles different power variations in different polarization direction. Based on the analysis of modeling theory of different diversities, a composite calculation method of power matrix and covariance matrix is proposed to build a general-purpose statistical channel model which exactly represents statistical characteristics under the effects of space-diversity and polarization-diversity, and thus can be applied to arbitrary diversity MIMO systems.

**Keywords:** multi-input multi-output, channel model, correlation coefficient, cross polarization discrimination

**PACS:** 01.20.+x, 07.57.-c, 41.20.Jb

\* Project supported by the National Basic Research Program of China (Grant No. 2007CB310603).

<sup>†</sup> E-mail: shohy@126.com