

混合分集多天线系统基于相关性的分析信道建模*

海凇[†] 张业荣 潘灿林

(南京邮电大学电子科学与工程学院, 南京 210003)

(2013年7月1日收到; 2013年8月20日收到修改稿)

在考虑正交极化子信道之间相关性的前提下, 指出传统分析模型无法体现极化方向对相关性的影响, 并提出一种新的建模理论对传统模型进行修改补充; 然后指出传统模型中使用天线在距离分集和极化分集情况下的相关系数来计算混合分集情况下的相关系数是一种不够准确的近似方法, 提出直接利用天线处于混合分集情况下的统计数据建模, 这种新的模型可以准确复现子信道间的相关系数, 满足高精度的需求.

关键词: 多输入多输出系统 (MIMO), 信道模型, 分析模型, 相关系数

PACS: 84.40.Ua, 41.20.Jb, 89.70.Kn, 02.50.-r

DOI: 10.7498/aps.62.238402

1 引言

多输入多输出系统 (MIMO) 通过在收发端采用多副天线形成多个并行的子信道, 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, 因而受到了极大的关注^[1-3], 并被广泛应用在各种领域^[4-6]. MIMO 系统所采用的天线分集方式主要包括距离分集^[7,8], 极化分集^[9,10] 和角度分集, 并且有研究指出, 距离和极化两种分集方式的结合可以带来系统性能的提升^[11,12]. 针对天线的这种混合分集方式来建立 MIMO 信道分析模型 (analytical model), 有助于进一步研究这种系统的性能, 并且可以满足天线采用各种分集方式时的灵活应用. 但由于正确反映出同时在距离分集和极化分集影响下的系统统计特征对分析模型来说较为困难, 这方面相关的研究工作并不多.

过去的一些建模理论^[13,14] 认为正交极化的子信道之间的相关性较弱, 在建模的时候可以将其忽略, 即建立子信道间相关性系数为零的简化模型. 在忽略正交极化子信道相关性的前提下, 我们对过去的工作做了修改和补充, 提出了更为准确的简化 MIMO 分析信道模型^[15]. 然而一些研究^[16] 指出,

正交极化的子信道之间的相关性并没有弱到可以忽略的程度. 在考虑正交极化的子信道之间相关性时, 混合分集 MIMO 系统的分析建模过程较为复杂, 尤其是分集天线同时还存在一定间距的时候, 必须对同时受到距离和极化分集影响的子信道相关性系数进行详细的计算. 在过去的研究^[17,18] 中提出了一种考虑正交极化子信道间相关性的传统模型, 但该模型采用近似方法模拟同时受到距离和极化分集影响的子信道相关性系数, 这种近似方法本身并不够准确, 并且该模型无法反映距离分集系统在极化方向发生统一变化时相关系数的变化.

本文首先对传统模型进行详细的分析, 再以几何模型为基础, 以解析式的方式明确指出过去建模理论的缺点. 然后基于这些分析, 寻找能够更为准确地复现混合分集天线情况下 MIMO 系统子信道相关性的建模方法, 建立新的分析模型.

2 对 GSCM 信道模型的分析

为了研究子信道间的相关系数, 需要对子信道向量进行具体的描述. 在过去的研究中一般采用基于几何方法的统计随机模型 (GSCM) 对信号传播过程进行分析, 基于几何方法的统计随机模型有

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

[†] 通讯作者. E-mail: shohy@126.com

很多种类,如单反射模型^[19]、双反射模型^[20]等等,本文采用散射体均匀分布在收发端之间的双反射模型.该模型的接收端和发送端具体设置如图1所示,以接收天线为坐标原点,定义方位面和俯仰面内的入射波角度扩展分别为 $|\phi - \phi_0| \leq \Delta\phi/2$ 和 $|\theta - \theta_0| \leq \Delta\theta/2$,其中 ϕ 和 θ 分别为方位面和俯仰面内的平均入射角.令 Ω 表示描述当前入射方向的立体角,设散射体在 $\Delta\Omega$ 内均匀分布,即入射波功率角谱在 $\Delta\Omega$ 内为常数,在 $\Delta\Omega$ 以外则为零,图中 $S_1^{(\Omega)}$ 和 $S_2^{(\Omega)}$ 表示分别从收发端看方向角为 Ω 的一对散射体.

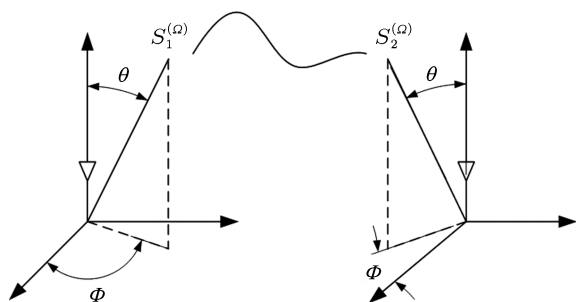


图1 双反射模型的天线和散射体示意图

简便起见,设散射体对收发端而言是对称的,即从发送端看来散射体采取和接收端同样的分布方式.以散射矩阵 $S^{(\Omega)}$ 描述该电场经过 Ω 方向的一对散射体后发生的变化,即

$$S^{(\Omega)} = \begin{pmatrix} \sqrt{\frac{XPD_\theta}{1+XPD_\theta}} S_{\theta\theta}^{(\Omega)} & \sqrt{\frac{1}{1+XPD_\phi}} S_{\theta\phi}^{(\Omega)} \\ \sqrt{\frac{1}{1+XPD_\theta}} S_{\phi\theta}^{(\Omega)} & \sqrt{\frac{XPD_\phi}{1+XPD_\phi}} S_{\phi\phi}^{(\Omega)} \end{pmatrix}, \quad (1)$$

式中 $S_{\theta\theta}^{(\Omega)}$, $S_{\theta\phi}^{(\Omega)}$, $S_{\phi\theta}^{(\Omega)}$ 和 $S_{\phi\phi}^{(\Omega)}$ 为独立同分布的复高斯变量, XPD_θ 和 XPD_ϕ 描述信号在发生散射时不同极化方向上的功率变化.用 $G_{k\theta}(\mathbf{r})$ 和 $G_{k\phi}(\mathbf{r})$ 表示极化方向为 k 的天线元的方向图函数 $G_k(\mathbf{r})$ 在 θ 和 ϕ 方向上的分量,则极化方向为 u 的发射天线 m 与极化方向为 v 的接收天线 n 之间的子信道向量可以写成

$$h_{nmvu} = \int_{\Delta\Omega} \{ [S_{\theta\theta}^{(\Omega)} G_{u\theta}(\Omega) + S_{\theta\phi}^{(\Omega)} G_{u\phi}(\Omega)] \times G_{v\theta}(\Omega) \exp(-j2\pi r_{nm}^{(\Omega)}/\lambda) + [S_{\phi\theta}^{(\Omega)} G_{u\theta}(\Omega) + S_{\phi\phi}^{(\Omega)} G_{u\phi}(\Omega)] \times G_{v\phi}(\Omega) \exp(-j2\pi r_{nm}^{(\Omega)}/\lambda) \} d\Omega, \quad (2)$$

式中 $r_{pm}^{(\Omega)}$ 表示信号从发射天线 m 经由 Ω 方向的散射体到达接收天线 p 所经过的距离.

由于散射矩阵的各元素服从独立同分布,可设

$$\begin{aligned} S_{\theta\theta} &= E[S_{\theta\theta}^{(\Omega)} S_{\theta\theta}^{(\Omega)*}], \\ S_{\theta\phi} &= E[S_{\theta\phi}^{(\Omega)} S_{\theta\phi}^{(\Omega)*}], \\ S_{\phi\theta} &= E[S_{\phi\theta}^{(\Omega)} S_{\phi\theta}^{(\Omega)*}], \\ S_{\phi\phi} &= E[S_{\phi\phi}^{(\Omega)} S_{\phi\phi}^{(\Omega)*}] \end{aligned} \quad (3)$$

不失一般性,我们认为不同的散射体之间是相互独立的^[21].对子信道之间的相关性系数进行计算,可以使用下式:

$$\rho_{nmvu, qpyx} = \frac{E(h_{nmvu} h_{qpyx}^*)}{\sqrt{E(h_{nmvu} h_{nmvu}^*)} \sqrt{E(h_{qpyx} h_{qpyx}^*)}}, \quad (4)$$

式中

$$\begin{aligned} &E(h_{nmvu} h_{qpyx}^*) \\ &= \sum_{a,b \in \{\theta, \phi\}} S_{ab} \int_{\Delta\Omega} G_{va}(\Omega) G_{ub}(\Omega) G_{ya}(\Omega) G_{xb}(\Omega) \\ &\quad \times \exp[-j2\pi(r_{nm}^{(\Omega)} - r_{qp}^{(\Omega)})/\lambda] d\Omega. \end{aligned} \quad (5)$$

MIMO技术的关键是采用多个并行的子信道,因此MIMO系统的性能与子信道之间的相关性系数有着密切的联系,一般来说,减少子信道间的相关性可以增加子信道间的隔离度和MIMO系统的空间自由度^[4],从而提升系统性能.距离分集和极化分集等天线分集方式都是减少子信道间相关性的手段.对距离分集MIMO系统来说,所有天线极化方向均一致,即(5)式中所有方向图函数均一致,只有采用增加天线间距的手段,从而增加 $r_{nm}^{(\Omega)}$ 和 $r_{qp}^{(\Omega)}$ 之间的区别,达到减少子信道响应间相似度的目的;而对极化分集MIMO系统来说,分集天线所在位置相同,即 $r_{nm}^{(\Omega)}$ 和 $r_{qp}^{(\Omega)}$ 完全相同,此时只有尽量采用极化方向相互正交的天线,即适当选择(5)式中的方向图函数令积分结果减小,从而降低相关性系数.

然而将极化方向相互正交的天线方向图函数代入(4)式和(5)式进行实际积分操作可知,即使子信道之间相互正交,在积分区间 $\Delta\Omega$ 相对各天线不对称的时候也会得到较高的相关性系数.而在实际环境下(5)式中的积分区间 $\Delta\Omega$ 有各种取值可能,因此对极化分集系统来说有进一步减少子信道相关性的可能性和必要性.如果同时采用距离分集和

极化分集,即应用混合分集系统,可以在适当选择(5)式中方向图函数的同时再增加 $r_{nm}^{(\Omega)}$ 和 $r_{qp}^{(\Omega)}$ 之间的差别,就能够在各种环境下获得尽可能低的相关系数,以尽量发掘MIMO系统的性能潜力.

另外,通过分析相关系数的表达式,我们可以得到如下结论:首先,散射体分布对子信道间相关性有着很大的影响;其次,天线的极化方向对子信道间的相关性在一般情况下也存在明显影响.作为以相关系数等统计特征为基础而建立的模型,一个合格的分析信道模型应当能够复现子信道间相关性系数的此类物理特征.

3 新的MIMO分析信道模型

3.1 天线极化方向对子信道间相关系数影响的模型

文献 [17, 18] 中的建模过程,是对单纯距离分

集影响下的MIMO信道统计特性和单纯极化分集影响下的MIMO信道统计特性进行综合应用,力求复现出混合分集情况下的统计特性,以实现同时对存在两种分集特性的信道进行建模.

为了对过去模型中存在的问题进行分析和修正,我们将其具体建模步骤简单列出.首先是距离分集(图2(a))影响下的子信道相关性应用到模型中,

$$\text{vec}(\tilde{H}) = R^{1/2} \text{vec}(H_w), \quad (6)$$

式中 H_w 为随机矩阵,其元素为服从独立同分布的复高斯变量, R 为仅存在距离分集情况时的子信道相关矩阵.经过上式的计算,令 \tilde{H} 的元素之间具备 R 所描述的相关性系数.

而极化分集(图2(c))带来的相关性和功率差异则由下式描述(以 2×2 系统为例):

$$\text{vec}(\tilde{X}) = \begin{pmatrix} 1 & \sqrt{\mu\chi}\vartheta^* & \sqrt{\chi}\sigma^* & \sqrt{\mu}\delta^* \\ \sqrt{\mu\chi}\vartheta & \mu\chi & \sqrt{\mu\chi}\delta_2^* & \mu\sqrt{\chi}\sigma^* \\ \sqrt{\chi}\sigma & \sqrt{\mu\chi}\delta_2 & \chi & \sqrt{\mu\chi}\vartheta^* \\ \sqrt{\mu}\delta & \mu\sqrt{\chi}\sigma & \sqrt{\mu\chi}\vartheta & \mu \end{pmatrix}^{1/2} \begin{pmatrix} e^{j\phi_{VV}} \\ e^{j\phi_{HV}} \\ e^{j\phi_{VH}} \\ e^{j\phi_{HH}} \end{pmatrix}, \quad (7)$$

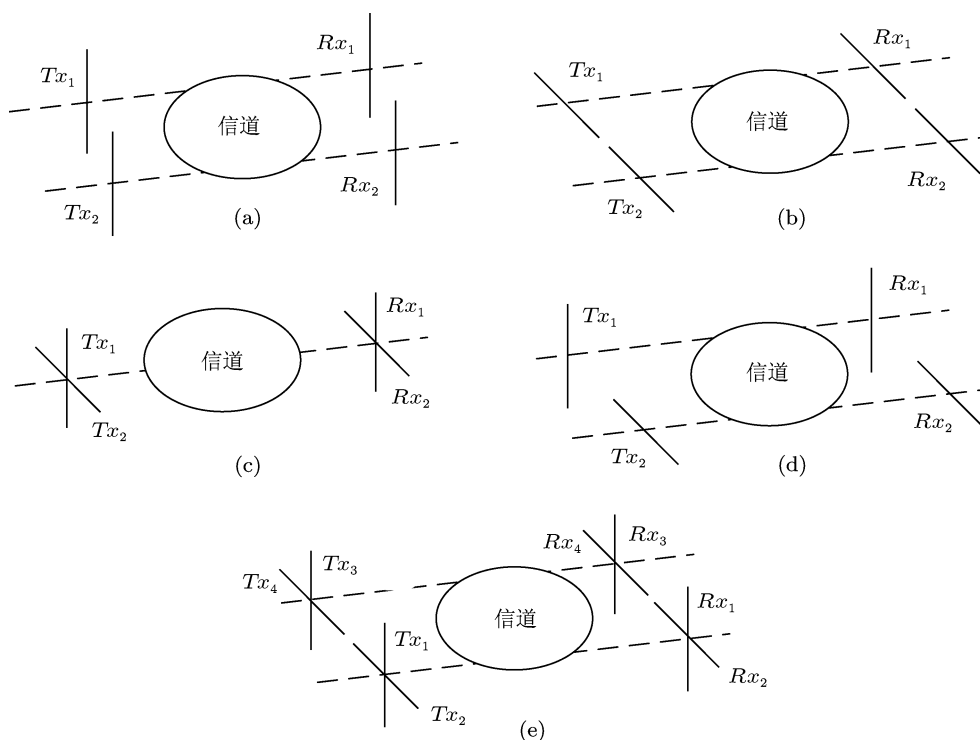


图2 天线采用不同分集方式的示意图

式中 μ 和 χ 描述不同极化方向子信道的功率差别, 而 $e^{j\phi_{ab}}$ 为互不相关的复随机变量.

对于图 2(d) 的混合分集情况, 通过下式将这些统计参数应用到模型中:

$$H = \tilde{X} \circ \tilde{H}, \quad (8)$$

式中 \circ 表示 Hadamard 积, 而 H 就是该模型所产生的随机信道矩阵.

该模型在收发端存在多幅收发天线的时候 (如图 2(e)), 采用下式进行建模:

$$\tilde{H}_{\times, n_r \times n_t} = \tilde{H}_{n_r/2, n_t/2} \otimes \tilde{X}, \quad (9)$$

式中 $\tilde{H}_{n_r/2, n_t/2}$ 为仅仅受到天线距离分集影响时的信道矩阵.

接下来对该模型所产生子信道响应之间的相关系数进行分析. 为方便推导, 首先令对称阵

$$r = \begin{pmatrix} r_{11}^{11} & r_{21}^{11} & r_{12}^{11} & r_{22}^{11} \\ r_{11}^{21} & r_{21}^{21} & r_{12}^{21} & r_{22}^{21} \\ r_{11}^{12} & r_{21}^{12} & r_{12}^{12} & r_{22}^{12} \\ r_{11}^{22} & r_{21}^{22} & r_{12}^{22} & r_{22}^{22} \end{pmatrix} = R^{1/2}. \quad (10)$$

根据 (6) 式则有

$$\tilde{H} = \begin{pmatrix} \sum_{a=1, b=1}^{2,2} r_{ab}^{11} h_{ab}^{(w)} & \sum_{a=1, b=1}^{2,2} r_{ab}^{12} h_{ab}^{(w)} \\ \sum_{a=1, b=1}^{2,2} r_{ab}^{21} h_{ab}^{(w)} & \sum_{a=1, b=1}^{2,2} r_{ab}^{22} h_{ab}^{(w)} \end{pmatrix}, \quad (11)$$

式中 $h_{ab}^{(w)}$ 为随机矩阵 H_w 的元素. 再令对称阵

$$\alpha = \begin{pmatrix} \alpha_{VV}^{VV} & \alpha_{HV}^{VV} & \alpha_{VH}^{VV} & \alpha_{HH}^{VV} \\ \alpha_{VV}^{HV} & \alpha_{HV}^{HV} & \alpha_{VH}^{HV} & \alpha_{HH}^{HV} \\ \alpha_{VV}^{VH} & \alpha_{HV}^{VH} & \alpha_{VH}^{VH} & \alpha_{HH}^{VH} \\ \alpha_{VV}^{HH} & \alpha_{HV}^{HH} & \alpha_{VH}^{HH} & \alpha_{HH}^{HH} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & \sqrt{\mu\chi}\vartheta^* & \sqrt{\chi}\sigma^* & \sqrt{\mu}\delta^* \\ \sqrt{\mu\chi}\vartheta & \mu\chi & \sqrt{\mu\chi}\delta_2^* & \mu\sqrt{\chi}\sigma^* \\ \sqrt{\chi}\sigma & \sqrt{\mu\chi}\delta_2 & \chi & \sqrt{\mu\chi}\vartheta^* \\ \sqrt{\mu}\delta & \mu\sqrt{\chi}\sigma & \sqrt{\mu\chi}\vartheta & \mu \end{pmatrix}^{1/2} = A^{1/2}. \quad (12)$$

根据 (7) 式则有

$$\tilde{X} = \begin{pmatrix} \sum_{a,b \in \{V,H\}} \alpha_{ab}^{VV} e^{j\phi_{ab}} & \sum_{a,b \in \{V,H\}} \alpha_{ab}^{VH} e^{j\phi_{ab}} \\ \sum_{a,b \in \{V,H\}} \alpha_{ab}^{HV} e^{j\phi_{ab}} & \sum_{a,b \in \{V,H\}} \alpha_{ab}^{HH} e^{j\phi_{ab}} \end{pmatrix}. \quad (13)$$

因此该模型最终产生的混合分集情况下子信道表达式为

$$h_{nmvu} = \sum_{a=1, b=1}^{2,2} r_{ab}^{nm} h_{ab}^{(w)} \sum_{a=1, b=1}^{2,2} \alpha_{ab}^{vu} e^{j\phi_{ab}}, \quad (14)$$

式中 m 和 n 是收发天线的编号, u 和 v 是天线 m 和 n 的极化方向. 计算子信道 h_{nmvu} 和 h_{qpyx} 之间的相关性系数, 可以得到

$$\begin{aligned} & E(h_{nmvu} h_{qpyx}^*) \\ &= E \left(\sum_{a=1, b=1}^{2,2} r_{ab}^{nm} h_{ab}^{(w)} \sum_{a=1, b=1}^{2,2} \alpha_{ab}^{vu} e^{j\phi_{ab}} \sum_{a=1, b=1}^{2,2} (r_{ab}^{qp})^* \right. \\ & \quad \left. \times (h_{ab}^{(w)})^* \sum_{a=1, b=1}^{2,2} (\alpha_{ab}^{yx})^* e^{-j\phi_{ab}} \right). \end{aligned} \quad (15)$$

令 $R_{nm, qp}$ 表示矩阵 R 的元素, $A_{vu, yx}$ 表示矩阵 A 的元素, 由于对于不同的 a 和 b 来说, $e^{j\phi_{ab}}$ 是互不相关的, 且 $h_{ab}^{(w)}$ 也互不相关, 所以上式可以变成

$$\begin{aligned} & E(h_{nmvu} h_{qpyx}^*) \\ &= E \left[\sum_{a=1, b=1}^{2,2} r_{ab}^{nm} h_{ab}^{(w)} \sum_{a,b \in \{V,H\}} \alpha_{ab}^{vu} e^{j\phi_{ab}} \right. \\ & \quad \left. \times \sum_{a=1, b=1}^{2,2} (r_{ab}^{qp})^* (h_{ab}^{(w)})^* \sum_{a,b \in \{V,H\}} (\alpha_{ab}^{yx})^* e^{-j\phi_{ab}} \right] \\ &= E \left[\sum_{a,b \in \{V,H\}} \alpha_{ab}^{vu} (\alpha_{ab}^{yx})^* \sum_{a=1, b=1}^{2,2} r_{ab}^{nm} h_{ab}^{(w)} \right. \\ & \quad \left. \times \sum_{a=1, b=1}^{2,2} (r_{ab}^{qp})^* (h_{ab}^{(w)})^* \right] \\ &= E \left[\sum_{a,b \in \{V,H\}} \alpha_{ab}^{vu} (\alpha_{ab}^{yx})^* \sum_{a=1, b=1}^{2,2} r_{ab}^{nm} (r_{ab}^{qp})^* \right] \\ &= A_{vu, yx} R_{nm, qp}. \end{aligned} \quad (16)$$

将上式代入 (4) 式计算子信道间相关性系数, 有

$$\begin{aligned} \rho_{nmvu, qpyx} &= \frac{A_{vu, yx} R_{nm, qp}}{\sqrt{A_{vu, vu} R_{nm, nm}} \sqrt{A_{yx, yx} R_{qp, qp}}} \\ &= \frac{A_{vu, yx} R_{nm, qp}}{\sqrt{A_{vu, vu} A_{yx, yx}}}. \end{aligned} \quad (17)$$

从该式可以看出, 混合分集情况下的子信道相关性仍然完全由 $R_{nm, qp}$ 即某一种距离分集情况下的相关性决定.

另外在所有天线极化方向均相同的特殊情况下, 由于矩阵 R 对角线上的元素为 1, 有

$$\begin{aligned} \rho_{nmvu, qpvu} &= \frac{A_{vu, vu} R_{nm, qp}}{\sqrt{A_{vu, vu} R_{nm, nm}} \sqrt{A_{vu, vu} R_{qp, qp}}} \\ &= R_{nm, qp} \end{aligned} \quad (18)$$

可以看出从该模型得到的子信道相关系数和 vu 没有关系. 也就是说, 该模型认为只要两对收发天线的极化方向相同, 不论具体极化方向如何, 采用混合分集天线时的子信道间相关性必定是固定的. 例如在图 2(a) 和 (b) 的不同情况下, 子信道相关

系数被认为是相同的.

这些结论和前面分析几何模型时得到的结论是相违背的, 并可以通过解析式分析具体问题所在. 从几何解析模型得到的子信道响应解析式计算 h_{nmvu} 和 h_{qpvu} 之间的相关性系数, 有

$$\begin{aligned} \rho_{nmvu, qpyx} &= \frac{E(h_{nmvu}h_{qpyx}^*)}{\sqrt{E(h_{nmvu}h_{nmvu}^*)E(h_{qpyx}h_{qpyx}^*)}} \\ &= \frac{\sum_{a,b \in \{\theta, \phi\}} S_{ab} \int_{\Delta\Omega} G_{va}(\Omega)G_{ub}(\Omega)G_{ya}(\Omega)G_{xb}(\Omega) \exp[-j2\pi(r_{nm}^{(\Omega)} - r_{qp}^{(\Omega)})/\lambda] d\Omega}{\sqrt{\sum_{a,b \in \{\theta, \phi\}} S_{ab} \int_{\Delta\Omega} G_{va}^2(\Omega)G_{ub}^2(\Omega) d\Omega \sum_{a,b \in \{\theta, \phi\}} S_{ab} \int_{\Delta\Omega} G_{ya}^2(\Omega)G_{xb}^2(\Omega) d\Omega}}. \end{aligned} \quad (19)$$

可以看出实际相关系数和子信道对应的两对天线的极化方向都有关, 而传统的模型是由 $R_{nm, qp}$ 即一对天线处于某种极化情况下的相关性系数来计算, 因此该模型在复现子信道相关性时存在着误差.

另外当子信道对应的天线极化方向均相同时, 有

$$\begin{aligned} \rho_{nmvu, qpvu} &= \frac{E(h_{nmvu}h_{qpvu}^*)}{\sqrt{E(h_{nmvu}h_{nmvu}^*)E(h_{qpvu}h_{qpvu}^*)}} \\ &= \frac{\sum_{a,b \in \{\theta, \phi\}} S_{ab} \int_{\Delta\Omega} G_{va}^2(\Omega)G_{ub}^2(\Omega) \exp[-j2\pi(r_{pm}^{(\Omega)} - r_{qn}^{(\Omega)})/\lambda] d\Omega}{\sum_{a,b \in \{\theta, \phi\}} S_{ab} \int_{\Delta\Omega} G_{va}^2(\Omega)G_{ub}^2(\Omega) d\Omega}. \end{aligned} \quad (20)$$

如果仅存在距离分集时的子信道相关矩阵 R 是在所有天线均垂直极化的情况下获得的 (如图 2(a)), 那么

$$\begin{aligned} R_{nm, qp} &= \rho_{nmVV, qpVV} \\ &= \frac{\sum_{a,b \in \{\theta, \phi\}} S_{ab} \int_{\Delta\Omega} G_{Va}^2(\Omega)G_{Vb}^2(\Omega) \exp[-j2\pi(r_{pm}^{(\Omega)} - r_{qn}^{(\Omega)})/\lambda] d\Omega}{\sum_{a,b \in \{\theta, \phi\}} S_{ab} \int_{\Delta\Omega} G_{Va}^2(\Omega)G_{Vb}^2(\Omega) d\Omega}. \end{aligned} \quad (21)$$

如果 (21) 式成立, 需要全部天线元均采用同样的天线并且具有同样的极化方向, 或者天线方向图之间可以存在角度差别但散射体分布的范围必须相对于所有天线的方向图对称. 然而在天线采用混合分集的大多数情况下, 这些条件是难以满足的, 所以该模型在这些环境下并不能够获得准确的结论.

为了获得更为准确的结果, 我们将 (6) 式改为

$$\begin{aligned} \text{vec}(\tilde{H}_{VV}) &= R_{VV}^{1/2} \text{vec}(H_{VV}^{(w)}), \\ \text{vec}(\tilde{H}_{VH}) &= R_{VH}^{1/2} \text{vec}(H_{VH}^{(w)}), \\ \text{vec}(\tilde{H}_{HV}) &= R_{HV}^{1/2} \text{vec}(H_{HV}^{(w)}), \\ \text{vec}(\tilde{H}_{HH}) &= R_{HH}^{1/2} \text{vec}(H_{HH}^{(w)}), \end{aligned} \quad (22)$$

并用

$$\tilde{H}_{vu} = \begin{pmatrix} \sum_{a=1, b=1}^{2,2} r_{abvu}^{11} h_{ab}^{(w)} & \sum_{a=1, b=1}^{2,2} r_{abvu}^{12} h_{ab}^{(w)} \\ \sum_{a=1, b=1}^{2,2} r_{abvu}^{21} h_{ab}^{(w)} & \sum_{a=1, b=1}^{2,2} r_{abvu}^{22} h_{ab}^{(w)} \end{pmatrix}, \quad (23)$$

代替 (11) 式, 此时子信道响应变成

$$h_{nmvu} = \sum_{a=1, b=1}^{2,2} r_{abvu}^{nm} h_{ab}^{(w)} \sum_{a,b \in \{V, H\}} \alpha_{ab}^{vu} e^{j\phi_{ab}}. \quad (24)$$

考察子信道间的相关性, 有

$$\rho_{nmvu, qpyx} = \frac{A_{vu, yx} R_{nmvu, qpyx}}{\sqrt{A_{vu, vu} R_{nmvu, nmvu}} \sqrt{A_{yx, yx} R_{qpyx, qpyx}}}$$

$$= \frac{A_{vu,yx} R_{nmvu,qp} yx}{\sqrt{A_{vu,vu}} \sqrt{A_{yx,yx}}}, \quad (25)$$

式中

$$R_{nmvu,qp} yx = \sum_{a=1, b=1}^{2,2} r_{abvu}^{nm} (r_{abyx}^{qp})^*. \quad (26)$$

可以看出该模型的混合分集子信道相关系数由对应的两对天线的极化方向 vu 和 yx 共同决定. 另外当天线极化方向完全一致的时候, 有

$$\begin{aligned} \rho_{nmvu,qp} yx &= \frac{A_{vu,vu} R_{nmvu,qp} yx}{\sqrt{A_{vu,vu}} \sqrt{A_{yx,yx}}} \\ &= R_{nmvu,qp} yx. \end{aligned} \quad (27)$$

从 (26) 式对 $R_{nmvu,qp} yx$ 的定义来看, 上式是必然成立的.

这就做到了在两对收发天线的极化方向相同的情况下, 子信道之间的相关系数由该具体极化方向对应的距离分集相关系数所决定. 也就是说改进

后的模型可以弥补传统模型在描述天线极化方向影响子信道间相关系数上的不足.

3.2 完全复现混合分集子信道相关性的信道模型

从前面对传统模型的分析可以得到

$$\begin{aligned} \rho_{nmvu,qp} yx &= \frac{\rho_{vu,yx} R_{nm,qp}}{\sqrt{R_{nm,nm}} \sqrt{R_{qp,qp}}} \\ &= \rho_{nmvu,nmyx} \rho_{nmvu,qp} yx. \end{aligned} \quad (28)$$

也就是说, 该模型把混合分集的相关系数看作相应天线间距情况下的单纯距离分集相关系数和相应天线极化情况下单纯极化分集相关系数的乘积, 并以此为基础产生随机信道矩阵. 这一理论是否正确, 可以通过前面从物理模型得到的相关系数表达式进行验证. 将 (19 式) 代入 (28) 式有

$$\begin{aligned} & \frac{\sum_{a,b \in \{\theta, \phi\}} S_{ab} \exp[-j2\pi(r_{nm}^{(\Omega)} - r_{qp}^{(\Omega)})/\lambda] \int_{\Delta\Omega} G_{va}(\Omega) G_{ub}(\Omega) G_{ya}(\Omega) G_{xb}(\Omega) d\Omega}{\sum_{a,b \in \{\theta, \phi\}} S_{ab} \int_{\Delta\Omega} G_{xa}(\Omega) G_{ub}(\Omega) G_{ya}(\Omega) G_{vb}(\Omega) d\Omega} \\ &= \frac{\sum_{a,b \in \{\theta, \phi\}} S_{ab} \exp[-j2\pi(r_{nm}^{(\Omega)} - r_{qp}^{(\Omega)})/\lambda] \int_{\Delta\Omega} G_{ua}^2(\Omega) G_{ub}^2(\Omega) d\Omega}{\sum_{a,b \in \{\theta, \phi\}} S_{ab} \int_{\Delta\Omega} G_{ua}^2(\Omega) G_{ub}^2(\Omega) d\Omega}. \end{aligned} \quad (29)$$

由于 S_{ab} 和天线间距、散射体位置等取值均不固定, 上式成立需要

$$\begin{aligned} & \int_{\Delta\Omega} G_{xa}(\Omega) G_{ub}(\Omega) G_{ya}(\Omega) G_{vb}(\Omega) d\Omega \\ &= \int_{\Delta\Omega} G_{ua}^2(\Omega) G_{ub}^2(\Omega) d\Omega. \end{aligned} \quad (30)$$

可以看出, 只有在全部天线元均采用同样的天线, 即天线方向图之间仅仅存在角度的区别, 并且散射体所在的范围相对于所有天线的方向图均对称的时候, 上式才可以成立. 然而在大多数信号传播环境中, 垂直极化波和水平极化波的传播特征存在着非常大的区别, 因此该模型在大多数环境下都不能够获得准确的结论.

对从几何模型推导出的相关系数进行上述分析后, 我们可以看出, 在已知 $\rho_{nmvu,qp} yx$ 和 $\rho_{nmvu,nmyx}$ 的情况下, 是无法确切计算出 $\rho_{nmvu,qp} yx$ 的, 前面给出的新模型也只是进行一定的估算. 如果计算的精度需要完全复现天线处于混合分集情况下的 MI-

MO 系统子信道相关系数, 则需要探讨另外的建模方法.

过去的模型虽然是从已知单纯分集方式的信道统计特征来近似计算混合分集方式的信道统计特征, 理论上只要知道有限的统计数据就可以针对任意分集方式的 MIMO 信道进行建模, 但实际上在具体应用的时候并非可以实现自由建模. 例如已知混合分集 MIMO 系统的天线元具备一定的极化方向和间距, 想对该系统进行建模的话, 必须知道这种具体极化方向情况下极化分集的统计数据, 还必须知道这种具体天线间距情况下距离分集的统计数据. 这些具体的数据也需要建立具体的环境模型进行计算, 或是进行实际测量, 并不是能够随意得到的.

所以我们从另一个方向着手进行建模, 并不采用单纯分集方式的统计数据, 而是直接通过混合分集的统计数据计算. 该模型的建模过程如下:

首先建立子信道相关性

$$\text{vec}(\tilde{H}) = \tilde{R}^{1/2} \text{vec}(H_w), \quad (31)$$

和之前的模型不同的是, 式中的 \tilde{R} 直接代表天线混合分集具体情况下的子信道相关性系数即 $\rho_{nmvu, qpyx}$ 所描述的内容, 而不是通过单纯分集情况下的数据即 (28) 式进行近似计算.

然后令子信道具备不同的功率, 有

$$H = \tilde{A} \circ \tilde{H}, \quad (32)$$

式中

$$\tilde{A} = \begin{pmatrix} 1 & \sqrt{\chi} \\ \sqrt{\mu\chi} & \sqrt{\mu} \end{pmatrix}, \quad (33)$$

而 μ 和 χ 和传统的混合分集分析模型相同, 描述不同极化方向子信道的功率差别.

该模型的子信道响应表达式为

$$h_{nmvu} = A_{vu} \sum_{a=1, b=1}^{2,2} \tilde{r}_{ab}^{nm} h_{ab}^{(w)}, \quad (34)$$

式中 \tilde{r}_{ab}^{nm} 为 $\tilde{R}^{1/2}$ 这一矩阵的元素, A_{vu} 表示矩阵 \tilde{A} 的元素. 子信道之间的相关系数为

$$\begin{aligned} \rho_{nmvu, qpyx} &= \frac{A_{vu} A_{yx} \sum_{a=1, b=1}^{2,2} \tilde{r}_{ab}^{nm} (\tilde{r}_{ab}^{qp})^*}{\sqrt{A_{vu}^2 \sum_{a=1, b=1}^{2,2} |\tilde{r}_{ab}^{nm}|^2} \sqrt{A_{yx}^2 \sum_{a=1, b=1}^{2,2} |\tilde{r}_{ab}^{qp}|^2}} \\ &= \sum_{a=1, b=1}^{2,2} \tilde{r}_{ab}^{nm} (\tilde{r}_{ab}^{qp})^* \\ &= \tilde{R}_{nm, qp}. \end{aligned} \quad (35)$$

即该模型准确还原了混合分集情况下的相关系数.

虽然这种方法无法像已有模型那样利用单纯分集的数据, 但首先单纯分集的具体数据也是需要其他途径获得的, 其计算量和工程量不一定少于直接获得混合分集具体数据所需要的计算量和工程量; 其次过去的模型采用的是近似计算, 而新的方法可以确切反映出混合分集系统的统计特征, 可以满足高精度的需求. 最后, 过去的模型只能用于天线处于垂直和水平极化的情况, 而新的模型并不需要通过特殊极化情况的数值进行计算, 因此可以自由应用于任何极化情况.

4 仿真验证

为了验证本文所提出分析模型的正确性和有效性, 我们采用了射线追踪方法 [22] 对实际信道环境进行仿真模拟, 再与分析模型得到的结论进行比较. 仿真环境为图 3 所示, 收发端放置在有多个不同障碍物的走廊中, 令障碍物和收发端在小范围内做随机运动以获得随机的信道响应.

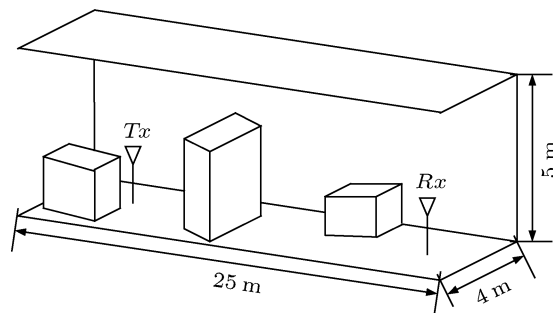


图 3 仿真环境示意图

MIMO 信道模型是和天线的位置和极化方向密不可分的, 对于一个通用的 MIMO 信道模型来说, 一般要考虑能否适用于图 2(e) 那种包含各种天线分集方式在内的情况, 即天线均为垂直极化且有一定间距的距离分集情况, 天线均为水平极化且有一定间距的距离分集情况, 天线相互正交的极化分集情况, 以及天线相互正交且有一定间距的混合分集情况. 从前面的理论推导可知, 各种模型的差别体现在天线均为水平极化的距离分集以及天线相互正交且有一定间距的混合分集情况, 而且图 2(e) 的天线数目较多, 影响性能的因素也较多, 导致难以细致分析各模型之间的差别. 因此在试验中我们仅对收发端均采用图 2(b) 和 (d) 所示天线的 MIMO 系统进行仿真.

我们首先使用射线追踪方法对天线分别处于图 2(b) 和 (d) 所示情况的 MIMO 系统进行仿真计算, 使用蒙特卡罗方法针对不同的天线间距分别产生 10,000 个信道矩阵的随机样本, 由这些样本计算出各子信道的功率、子信道间的相关系数以及信道容量, 作为建立分析模型和与分析模型的结果进行对比所必需参数.

为了对各种分析模型的性能做比较, 需要考察这些分析模型在各种天线分集情况下能否准确复现原本的系统性能. 也就是从射线追踪方法得到的子信道功率和相关系数为基础来产生信道响应, 由这些信道响应计算出相关性系数和容量等系统

性能, 再将这些系统性能与通过射线追踪方法得到的系统性能作比较, 以确定各种模型在各种情况下的准确性.

我们采用由射线追踪方法得到的子信道功率和相关系数作为建立分析模型所必须的已知参数, 令文献 [17, 18] 中的传统分析模型和本文所提出的两种新分析模型于各种天线间距环境下分别产生 10,000 个信道矩阵的随机样本, 并计算这些样本对应的子信道相关性和信道容量.

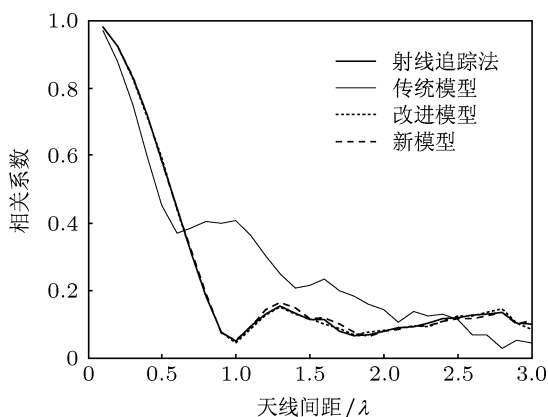


图4 天线均为水平极化时 h_{11} 和 h_{12} 之间的相关系数 (λ 为波长)

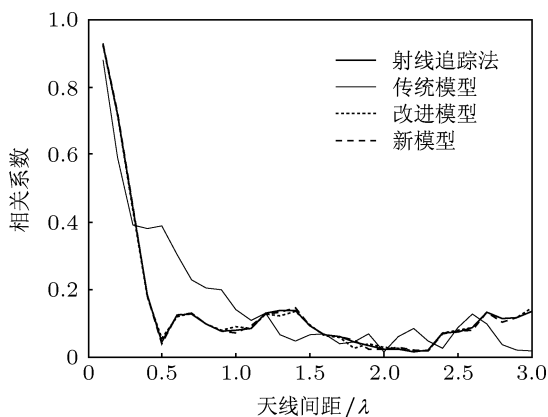


图5 天线均为水平极化时 h_{12} 和 h_{22} 之间的相关系数

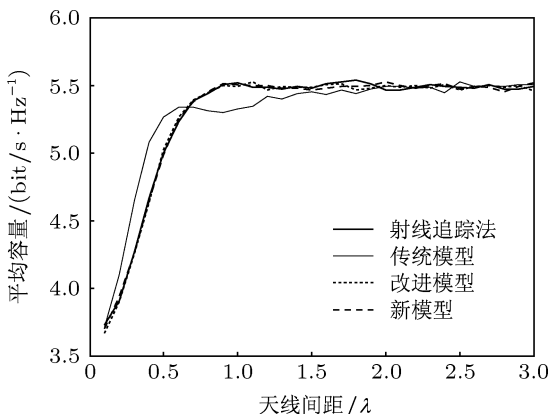


图6 天线均为水平极化时的系统平均容量

首先是采用图 2(b) 所示天线的 MIMO 系统, 通过各种分析模型所得到的一些具有代表性的子信道相关性如图 4 和图 5 所示, 整个系统的容量则如图 6 所示. 从图中可以看出, 传统分析模型所复现的相关系数和容量曲线明显偏离原本的相关系数和容量曲线, 而经本文改进的分析模型和本文提出的新分析模型所复现的相关系数和容量曲线和原本的高度一致. 这验证了前面指出的传统模型认为相关系数和子信道对应的两对天线极化方向无关、并通过所有天线均处于垂直极化情况下的相关系数来计算所有情况下的相关系数是错误的, 而对相关系数的误估计也导致整个系统的容量上存在误差.

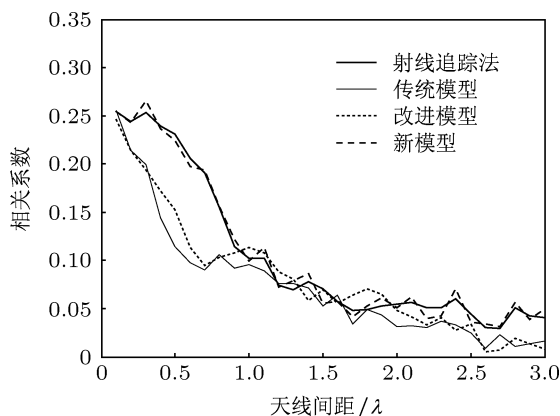


图7 天线为混合分集时 h_{11} 和 h_{21} 之间的相关系数

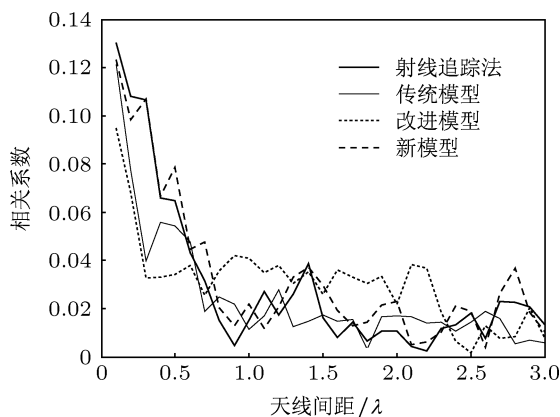


图8 天线为混合分集时 h_{11} 和 h_{22} 之间的相关系数

然后是采用图 2(d) 所示天线的 MIMO 系统, 通过各种分析模型所得到的一些具有代表性的子信道相关性如图 7 和图 8 所示, 整个系统的容量则如图 9 所示. 从图中可以看出, 传统分析模型和经本文改进的分析模型在这种情况下均存在一定的误差, 只有新分析模型可以准确复现子信道间的相关性和系统的容量. 这是因为传统分析模型和改进分析模型在计算混合分集情况下的子信道相关系数

时都采用了近似的方法,并不够准确;而新的分析模型采用了完全通过混合分集的统计数据进行建模的方法。

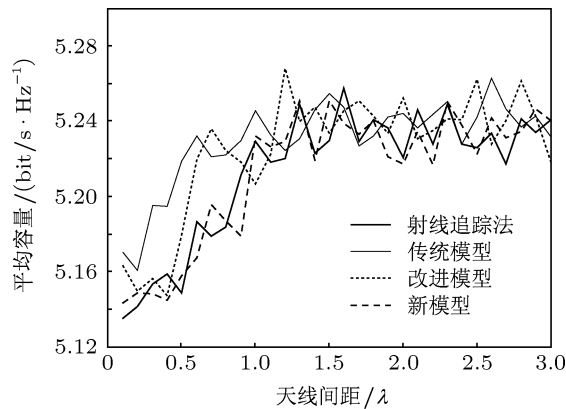


图9 天线为混合分集时的系统平均容量

综合两种天线情况下的结论可知,传统分析模型在这两种情况下都无法准确复现 MIMO 系统的性能;改进后的分析模型在采用水平极化天线的距离分集情况下表现良好,但在天线混合分集情况下

不够准确;新分析模型则可以在任何情况下都准确复现子信道间的相关性和系统的容量.不过也可以看出,在混合分集情况下改进模型表现出的容量和相关性误差相对来说是很小的,在没有高精度要求的情况下采用改进模型也可以满足采用各种天线分集方式的 MIMO 系统。

5 结论

在本文中,我们对适用于混合分集天线情况的 MIMO 系统传统分析信道模型进行了改进,改进后的模型考虑了天线采用不同极化方向时相关系数的区别,很大程度上弥补了传统模型的不足.另外,由于传统模型和改进后的模型在计算混合分集天线情况下的子信道相关系数时采用的是近似方法,我们提出一种新的模型来准确反映实际的子信道相关系数,该模型在天线采用任何分集方式的情况下都可以准确复现 MIMO 系统的性能。

- [1] Wang H S, Zeng G H 2008 *Chin. Phys. B* **17** 4451
- [2] Kim J, Choi J 2010 *Microw. Opt. Techn. Lett.* **52** 13
- [3] Tarchi D, Oliveri F, Sammartino P F 2012 *IEEE Trans. Geo. Rem. Sens.* **51** 425
- [4] 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]
- [5] 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]
- [6] Tang M C, Xiao S Q, Guan J, Bai Y Y, Gao S S, Wang B Z 2010 *Chin. Phys. B* **19** 070214
- [7] Nguyen H T, Andersen J B, Pedersen G F 2004 *IEEE PIMRC 15th Barcelona, Spain* September 5–8, 2004 p1827
- [8] Carrasco H, Feick R, Hristov H D 2007 *Microw. Opt. Techn. Lett.* **49** 1754
- [9] Erceg V, Sampath H, Catreux-Erceg S 2006 *IEEE Trans. Wireless Commun.* **5** 28
- [10] Wang X, Du Z W, Gong K 2009 *Microw. Opt. Techn. Lett.* **51** 348
- [11] Anreddy V R, Ingram M A 2006 *IEEE WCNC Las Vegas, USA* April 3–6 p946
- [12] Anreddy V R 2006 *M. S. Dissertation* (Atlanta: Schools of Earth and Atmospheric Sciences & Chemical and Biomolecular Engineering)
- [13] Lozano A, Tulino A M, Verdú S 2003 *IEEE Trans. Infor. Theory* **49** 2527
- [14] Coldrey M 2008 *IEEE VTC2008 Marina Bay, Singapore* May 11–14 p440
- [15] Hai L, Zhang Y R 2012 *Acta Phys. Sin.* **61** 180101 (in Chinese) [海凇, 张业荣 2012 物理学报 **61** 180101]
- [16] Kottennan W, Sommerkorn G, Thomä R 2006 *ISWCS 2006 Valencia, Spain* September 6–8 p505
- [17] Oestges C, Clerckx B 2007 *MIMO wireless communications: from real-word propagation to spacetimecode design* (Oxford: Academic Press) p79
- [18] Zheng X Y, Lindskog E 2009 *Asilomar'09 Proceedings of the 43rd Asilomar conference on Signals, systems and computers* Piscataway, USA September 24–26 p1407
- [19] Svantesson T 2001 *IEEE VTC-F 2001 Atlantic City, USA* October 7–11 p1083
- [20] Svantesson T 2002 *IEEE VTC-F 2002 Vancouver, Canadian* September 24–28 p691
- [21] Shafi M, Zhang M, Moustakas A L 2006 *IEEE Journal on Selected Areas. Commun.* **24** 514
- [22] Loredó S, Rodríguez-Alonso A, Torres R P 2008 *IEEE Trans. Veh. Technol.* **57** 680

Correlation-based analytical modeling of MIMO systems with hybrid-diversity antenna^{*}

Hai Lin[†] Zhang Ye-Rong Pan Can-Lin

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

(Received 1 July 2013; revised manuscript received 20 August 2013)

Abstract

By considering the correlations between cross-polarized sub-channels, the traditional multi-input multi-output (MIMO) channel models are proved to be unable to reflect the effect of antenna polarization on correlation coefficients. To solve the problem, a new modeling theory is proposed to amend the traditional model. Furthermore, the method of calculating correlation coefficients of the MIMO system with hybrid-diversity antennas in traditional channel models is proved to be an inaccurate approximation, and a new method of modeling with statistical data of MIMO systems with hybrid-diversity antennas is presented. The new model is able to replicate the correlation coefficients accurately and meet the high-precision requirements.

Keywords: multi-input multi-output (MIMO), channel model, analytical model, correlation coefficient

PACS: 84.40.Ua, 41.20.Jb, 89.70.Kn, 02.50.-r

DOI: 10.7498/aps.62.238402

^{*} Project supported by the State Key Development Program for Basic Research of China (Grant No. 2007CB310603).

[†] Corresponding author. E-mail: shohy@126.com