

卫星双极化 MIMO 系统极化鉴别率影响分析

冷悦 谢亚琴 李鹏

南京信息工程大学电子与信息工程学院 南京 210044

(yueleng8013@163.com)

摘要 MIMO(Multiple Input Multiple Output)技术与卫星通信相结合,能够充分利用空间分集,在不增加额外功率和带宽的情况下提高增益。在单卫星系统中,由于卫星上的空间大小限制,不利于获得空间分集和复用增益,因此通常考虑利用不同的极化天线构建多天线环境以获得相应增益。文中提出了一种分析交叉极化鉴别率(Cross Polar Discrimination, XPD)对单卫星双极化 MIMO 通信系统的影响的方法。推导了单卫星双极化 MIMO 系统中接收天线的 SINR(Signal-to-Interference and Noise Ratio),并从误码率和信道容量两个方面分析了不同交叉极化干扰系数在开阔区域、郊区、市区 3 种环境下对星地链路的影响。仿真结果表明,交叉极化干扰系数越小,系统 BER(Bit Error Rate)性能越好,信道容量越大,且信号在市区环境下传输时,信道容量高于开阔区域与郊区。

关键词: MIMO; 卫星通信; 双极化; 信道容量; SINR

中图分类号: TN927.2

Effect of Cross-polarization for Dual-polarized MIMO Channel in Satellite Communications

LENG Yue, XIE Ya-qin and LI Peng

School of Electricity and Information Engineering, Nanjing University of Information Science and Technology, Nanjing 210044, China

Abstract The combination of MIMO(multiple input multiple output) technology and satellite communications (SATCOM) can make full use of space diversity and improve gain without adding additional power and bandwidth. In a mobile satellite system, due to the limitation of the space size on the satellite, it is not conducive to obtaining spatial diversity and multiplexing gains, so it is generally considered to construct a multi-antenna environment with different polarized antennas to obtain corresponding gains. This paper presents a method to analyze the impact of the Cross Polar Discrimination (XPD) on a single satellite dual-polarized MIMO communication system. In a polarization diversity MIMO satellite system model, through simulation from two aspects of bit error rate and channel capacity, different cross-polarization interference coefficients are evaluated in three scenarios: open area, suburban, and urban areas. The results show that the smaller the cross-polarization interference coefficient, the better the system BER(Bit Error Rate) performance and the larger the channel capacity. Moreover, when a signal is transmitted in urban areas, the channel capacity is higher than that in open area and suburban.

Keywords MIMO, Satellite communications, Dual-Polarized, Channel capacity, SINR

1 引言

卫星通信具有许多其他通信方式无法替代的突出优点,由于一颗卫星可以覆盖地面上很大的一片区域,利用卫星就可以把地理上距离很远的众多用户连接在一起组成一个通信网络,它在解决通信不发达地区、人口稀少地区及边远地区的通信问题等方面具有不可替代的作用^[1]。但由于卫星与地面天线相距较远,信息在传输中会存在诸多方面的缺陷。在实际卫星通信中,由于 ITU(International Tele-communication Union)分配给各国的频带资源有限,以及实际星地链路传输信号过程中,设备性能、设备所处环境甚至天气等因素的限制,很难满足高速率传输、大容量等需求。

MIMO 技术是指在发射端和接收端分别使用多根天线发射和接收信号,可使通信系统在功率和带宽受限的情况下通过空分复用提升容量,从而提高符号传输效率。地面 MI-

MO 系统依赖丰富的散射环境,使 MIMO 每一个子信道能够近似相互独立,将 MIMO 技术运用到卫星通信可以实现卫星通信系统高速率传输、大容量等需求,越来越多的研究者希望将 MIMO 技术与卫星通信结合,充分利用空间分集,在不增加额外功率和带宽的情况下提高增益。但卫星通信通常以 LOS(Line-of-sight)信号为主,且有较大的传输损耗,因此将 MIMO 技术与卫星通信相结合存在一定的挑战^[2]。

在单卫星系统中,由于卫星上空间大小的限制,配置多天线会导致空间相关性增强,不利于获得空间分集和复用增益,因此通常考虑利用不同的极化天线构建多天线环境以获得相应增益。但星地链路在传输信号时,星地天线组件之间的交叉极化鉴别率(Cross Polar Discrimination, XPD)可能会对信号传输产生严重干扰。单卫星系统通过双极化 MIMO 传输,可改善交叉极化对单卫星系统产生的影响^[3]。然而,把 XPD 作为评价极化天线组件正交能力的参数的现有研究工作着重

设计各类极化天线,对于 XPD 在传播环境中的影响分析较少。文献[4]针对单卫星双极化信道建模,研究了 XPD 对单卫星双极化传输的性能影响。基于文献[4]的模型,文献[5]研究了 MIMO 技术在单卫星双极化信道的应用,并证明了双极化 MIMO 复用接收下的系统性能优于双极化独立接收的系统性能。文献[6]考虑了多种信道因素,结合交叉极化参数设计了一种获得单卫星双极化信道矩阵的算法,并利用该算法在开阔区域、郊区、市区 3 种环境下评估了 MIMO 传输性能。文献[7]分析了双极化 MIMO 系统的性能,证明了 XPD 不仅取决于天线组件能够达到正交极化的能力,也取决于信号的传播环境。文献[8]给出了一个单卫星双极化信道模型,该模型考虑了天线的交叉极化鉴别率,分析了直射信号、反射信号和散射信号之间的相关性,并证明对于以 LOS 信号为主的卫星通信,采用极化复用优于空间复用。

虽然上述文献已经对 XPD 在单卫星双极化通信系统中的影响以及 MIMO 技术运用于单卫星双极化通信系统展开了相关研究,但是文献中都着重于描述 MIMO 技术运用于卫星通信的优势,并且对于 XPD 在具体传播环境中的影响仍然缺乏理论研究。因此,本文提出了一种分析 XPD 对单卫星双极化 MIMO 通信系统的影响的方法。实验仿真结果表明,交叉极化干扰系数越小系统 BER 性能越好,信道容量越大;而且信号在市区环境下传输时,信道容量高于开阔区域环境与郊区环境。

2 系统模型

图 1 表示 2×2 单卫星双极化 MIMO 系统模型,包括发射端、卫星、接收端 3 个部分,每个部分都配有极化天线。

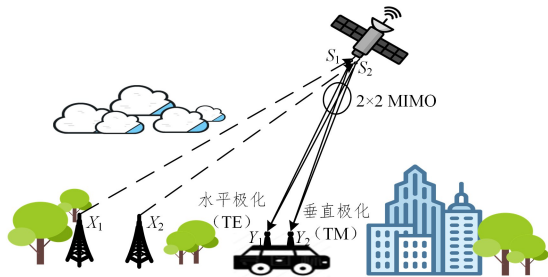


图 1 单卫星双极化 2×2 MIMO 信道模型

Fig. 1 System model of dual-polarized MIMO SATCOM channel

本文基于该模型分析通信下行链路,接收天线的信号可以表示为^[9]:

$$y = \mathbf{H}s + n \quad (1)$$

其中,接收信号由信道矩阵 \mathbf{H} , 发送信号 s , 零均值高斯白噪声 n 组成。如图 1 所示,假设发射天线 X_1 与 X_2 发送信号,通过 S_1 转发到接收天线 Y_1 与 Y_2 , 记 $H_1 = [h_{11} \ h_{12}]^T$, 同理, S_2 转发到接收天线 Y_1 与 Y_2 , 记 $H_2 = [h_{21} \ h_{22}]^T$, 则当卫星同时转发信号, \mathbf{H} 是一个 2×2 极化信道矩阵, 定义为^[10]:

$$\mathbf{H} = [H_1 \ H_2]^T = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中, h_{XY} ($X, Y \in \{1, 2\}$) 表示接收端极化分量 x 和发射端极化分量 y 之间的信道增益^[11]。图 2 所示为 2×2 MIMO 信道模型。考虑信道的去极化效应 XPD, 其信道条件满足:

$$\begin{cases} E[|H_{XX}|^2] = E[|H_{YY}|^2] = 1 - \beta \\ E[|H_{XY}|^2] = E[|H_{YX}|^2] = \beta, 0 \leq \beta \leq 1 \end{cases} \quad (3)$$

其中, β 是 XPD 的倒数, 通常 XPD 定义为^[12]:

$$XPD = \frac{1}{\beta} = \frac{E[H_{XX} \cdot H_{XX}^*]}{E[H_{XY} \cdot H_{XY}^*]} = \frac{E[H_{YY} \cdot H_{YY}^*]}{E[H_{YX} \cdot H_{YX}^*]} \quad (4)$$

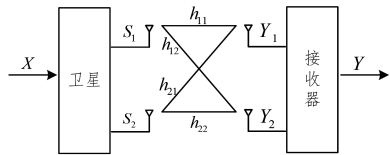


图 2 2×2 MIMO 信道模型

Fig. 2 System model of 2×2 MIMO channel

考虑星地链路之间传输的信号为 LOS 信号, 则接收端接收信号的包络服从莱斯分布, 即:

$$y(t) = \sqrt{\frac{K}{K+1}} h_l(t) + \sqrt{\frac{1}{K+1}} h_n(t) + n(t) \quad (5)$$

其中, $h_l(t)$ 直射信号, $h_n(t)$ 为非直射信号, $n(t)$ 表示噪声。则接收信号可由 3 部分组成: LOS 分量 $h_l(t)$ 、反射分量 $h_s(t)$ 以及散射分量 $h_d(t)$ 。接收信号可写为^[8]:

$$y(t) = \sqrt{\frac{K_1}{K_2 + K_1 + 1}} h_l(t) + \sqrt{\frac{K_2}{K_2 + K_1 + 1}} h_s(t) + \sqrt{\frac{1}{K_2 + K_1 + 1}} h_d(t) + n(t) \quad (6)$$

其中, $n(t)$ 表示零均值高斯白噪声。 K_1, K_2 分别表示直射信号和反射分量的莱斯 K 因子。本文单独讨论接收天线 Y_1 的情况, 假设接收天线 Y_1 同时收到发射天线 X_1 与 X_2 的信息, 那么对于 Y_1 来说, h_{11} 和 h_{21} 为信号的直射分量, h_{12} 和 h_{22} 为反射分量。信道矩阵 \mathbf{H} 可定义为^[8]:

$$\mathbf{H} = \mathbf{L} \cdot \mathbf{K}_{los} + \mathbf{S} \cdot \mathbf{K}_{specular} + \mathbf{D} \cdot \mathbf{K}_{diffuse} \quad (7)$$

其中, $\mathbf{L}, \mathbf{S}, \mathbf{D}$ 分别表示信号的直射分量、反射分量、散射分量的极化干扰矩阵; $K_{los}, K_{specular}, K_{diffuse}$ 分别表示信号的直射分量、反射分量、散射分量的莱斯 K 因子。

2.1 直射信号

H_{LOS} 是接收信号的直射分量, 表示为:

$$H_{LOS} = \mathbf{L} \cdot \mathbf{K}_{los} \quad (8)$$

其中, 直射分量的极化干扰矩阵 \mathbf{L} 表示为 $\mathbf{L} = [l_{11} \ l_{21}]^T$, 满足 $E\{\|l_{11}\|^2\} = 1 - \beta_1$, $E\{\|l_{21}\|^2\} = \beta_2$, 其中, β_1, β_2 为直射分量极化干扰系数, 天线为线极化时, $\beta_1 \in [0, 0.5]$, $\beta_2 \in [0, 0.5]$ 。特别地:

$$\begin{cases} l_{11} = \sqrt{1 - \beta_1} e^{j\phi_{11}} \\ l_{21} = \sqrt{\beta_2} e^{j\phi_{21}} \end{cases} \quad (9)$$

其中, $\phi \in [0, 2\pi)$ 为极化相位, 当 $\phi_{11} = \phi_{21} = 0$, $\phi_{12} = \phi_{22} = \frac{\pi}{2}$ 时, 表示信道正交。即 H_{LOS} 表示为:

$$\begin{aligned} H_{LOS} &= \begin{bmatrix} l_{11} \\ l_{21} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_{11} & K_{21} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} l_{11} \cdot \sqrt{\frac{k_{11}}{k_{11} + k_{12} + 1}} & l_{11} \cdot \sqrt{\frac{k_{21}}{k_{21} + k_{22} + 1}} \\ l_{21} \cdot \sqrt{\frac{k_{11}}{k_{11} + k_{12} + 1}} & l_{21} \cdot \sqrt{\frac{k_{21}}{k_{21} + k_{22} + 1}} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} l_{11} \cdot \sqrt{\frac{k_{11}}{k_{11} + k_{12} + 1}} & 0 \\ 0 & l_{21} \cdot \sqrt{\frac{k_{21}}{k_{21} + k_{22} + 1}} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (10)$$

其中,由于 l_{11} 表示直射分量 h_{11} 的交叉极化干扰系数,而 K_{21} 为直射分量 h_{21} 的莱斯 K 因子,因此 $l_{11} \cdot K_{21} = 0$,同理可得, $l_{21} \cdot K_{11} = 0$ 。

2.2 反射分量

$H_{specular}$ 是接收信号的反射分量,表示为:

$$H_{specular} = \mathbf{S} \cdot \mathbf{K}_{specular} \quad (11)$$

其中, $\mathbf{K}_{specular}$ 表示信号的反射分量的莱斯 K 因子;反射分量的极化干扰矩阵 \mathbf{S} 表示为 $\mathbf{S} = [s_{12} \ s_{22}]^T$, 满足 $E\{\|s_{12}\|^2\} = \xi_1, E\{\|s_{22}\|^2\} = 1 - \xi_2, \xi_1, \xi_2$ 为反射系数。天线为线极化时, $\xi_1 \in [0, 0.5], \xi_2 \in [0, 0.5]$ 。即 $H_{specular}$ 表示为:

$$\begin{aligned} H_{specular} &= \begin{bmatrix} s_{12} \\ s_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_{12} & K_{22} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} s_{12} \cdot \sqrt{\frac{k_{12}}{k_{11} + k_{12} + 1}} & s_{12} \cdot \sqrt{\frac{k_{22}}{k_{21} + k_{22} + 1}} \\ s_{22} \cdot \sqrt{\frac{k_{12}}{k_{11} + k_{12} + 1}} & s_{22} \cdot \sqrt{\frac{k_{22}}{k_{21} + k_{22} + 1}} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} s_{12} \cdot \sqrt{\frac{k_{12}}{k_{11} + k_{12} + 1}} & 0 \\ 0 & s_{22} \cdot \sqrt{\frac{k_{22}}{k_{21} + k_{22} + 1}} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (12)$$

其中,由于 s_{12} 表示反射分量 h_{12} 的交叉极化干扰系数,而 K_{22} 为反射分量 h_{22} 的莱斯 K 因子,因此 $s_{12} \cdot K_{22} = 0$,同理可得, $s_{22} \cdot K_{12} = 0$ 。

2.3 散射分量

$H_{diffuse}$ 是接收信号的散射分量,表示为:

$$H_{diffuse} = \mathbf{D} \cdot \mathbf{K}_{diffuse} \quad (13)$$

其中, $\mathbf{K}_{diffuse}$ 表示信号的散射分量的莱斯 K 因子;散射分量的极化干扰矩阵 \mathbf{D} 表示为 $\mathbf{D} = [d_{12} \ d_{22}]^T$, 满足 $E\{\|d_{12}\|^2\} = \alpha_1, E\{\|d_{22}\|^2\} = 1 - \alpha_2, \alpha_1, \alpha_2$ 为散射分量的交叉极化干扰系数,受天线和传播环境影响。天线为线极化时, $\alpha_1 \in [0, 0.5], \alpha_2 \in [0, 0.5]$ 。即 $H_{diffuse}$ 表示为:

$$\begin{aligned} H_{diffuse} &= \begin{bmatrix} d_{12} \\ d_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_{12} & K_{22} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} d_{12} \cdot \sqrt{\frac{k_{12}}{k_{11} + k_{12} + 1}} & d_{12} \cdot \sqrt{\frac{k_{22}}{k_{21} + k_{22} + 1}} \\ d_{22} \cdot \sqrt{\frac{k_{12}}{k_{11} + k_{12} + 1}} & d_{22} \cdot \sqrt{\frac{k_{22}}{k_{21} + k_{22} + 1}} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} d_{12} \cdot \sqrt{\frac{k_{12}}{k_{11} + k_{12} + 1}} & 0 \\ 0 & d_{22} \cdot \sqrt{\frac{k_{22}}{k_{21} + k_{22} + 1}} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (14)$$

其中,由于 d_{12} 表示反射分量 h_{12} 的交叉极化干扰系数,而 K_{22} 为反射分量 h_{22} 的莱斯 K 因子,因此 $d_{12} \cdot K_{22} = 0$,同理可得, $d_{22} \cdot K_{12} = 0$ 。

2.4 SINR 计算

接收天线 Y_1 同时收到发射天线 X_1 与 X_2 的信息,接收天线 Y_2 也同时收到发射天线 X_1 与 X_2 的信息。 Y_1 的信干

噪比为^[13-14]:

$$SINR_1 = \frac{P_1}{I_1 + N_1} \quad (15)$$

接收天线 Y_2 也同时收到发射天线 X_1 与 X_2 的信息,由于信道正交, Y_2 的 SINR 与 Y_1 相同。其中, P_1 表示 Y_1 收到的有用信号功率, I_1 表示 Y_1 的干扰功率, N_1 表示信号发送给 Y_1 时产生的噪声功率。由于 MIMO 系统适用于丰富的散射环境中,但卫星信道在很大程度上需要依赖 LOS 信号,因此通常要求信道正交^[15]。在本系统模型中,假设信道正交, $h_{11}, h_{22}, h_{21}, h_{12}$ 互不相关, Y_1 同时收到 X_1 与 X_2 的信息,不存在 X_1 与 X_2 相互干扰,因此 I_1 表示反射信号功率和散射信号功率, N_1 是均值为 0、方差为 1 的高斯白噪声。综上, Y_1 的信干噪比可以进一步表示为:

$$\frac{P_1}{I_1 + N_1} = \frac{P_{LOS}}{P_S + P_D + 2P_N} \quad (16)$$

由式(10)计算可得接收信号的直射分量功率 $P_{LOS} = \sqrt{\frac{l_{11}^2 \cdot K_{11}}{K_{11} + K_{12} + 1} + \frac{l_{21}^2 \cdot K_{21}}{K_{21} + K_{22} + 1}}$, 同理,由式(12)计算可得接收信号的反射分量功率 $P_S = \sqrt{\frac{s_{12}^2 \cdot K_{12}}{K_{11} + K_{12} + 1} + \frac{s_{22}^2 \cdot K_{22}}{K_{21} + K_{22} + 1}}$, 由式(14)计算可得接收信号

的散射分量功率 $P_D = \sqrt{\frac{d_{12}^2}{K_{11} + K_{12} + 1} + \frac{d_{22}^2}{K_{21} + K_{22} + 1}}$, P_N 表示每条路径上的高斯白噪声 $P_N = \sigma_n^2$, 则接收天线 Y_1 的 SINR 表示为:

$$SINR = \frac{\|H_{LOS}\|^2}{\|H_{specular}\|^2 + \|H_{diffuse}\|^2 + 2\sigma_n^2} \quad (17)$$

特别地,当各路径莱斯 K 因子都相同时,则式(17)可化简为:

$$SINR = \frac{\sqrt{1 - \beta_1 + \beta_2}}{\sqrt{1 + \xi_1 - \xi_2} + \sqrt{1 + \alpha_1 - \alpha_2} + 2 \cdot \sqrt{\frac{2K+1}{e^{j\varphi} \cdot K}}} \quad (18)$$

3 实验及结果分析

3.1 参数设置

本文利用 MATLAB 仿真软件搭建的 2×2 单卫星双极化 MIMO 系统,设定了开阔区域、郊区、市区 3 个环境相关参数^[8],包括各路径信号莱斯 K 因子、直射分量的交叉极化干扰系数、反射系数以及散射系数,用以评估交叉极化干扰对单卫星双极化信道的影响,本文系统可工作于 S 频段^[16],相关参数如表 1 所列。

表 1 参数设置

Table 1 Parameters settings

Paranaters Name	Open areas	Suburban areas	Urban areas
莱斯 K 因子	100	10	5
直射分量系数	0.1~0.5	0.1~0.5	0.1~0.5
反射分量系数	0.3	0.3	0.3
散射分量系数	0.4	0.4	0.4

为了利用 MATLAB 评估交叉极化干扰对单卫星双极化信道的影响,本文具体算法如算法 1 所示。

算法 1

Input: 直射分量、反射分量、散射分量极化干扰系数分别为 β, ξ, α , 各

路径莱斯因子 K , 循环次数 N , 接收天线数 M

1. Generate initial phase $\varphi_0 \sim U[0, 2\pi)$.

误码性能

2. Obtain P_{LOS}, P_S, P_D according to (16).

3. Obtain SINR according to (17)

4. Output: SINR

计算信道容量 C

5. Initialization: $h_{ij} \leftarrow 0^M, i, j \in \{1, 2\}$.

6. Generate h_{ij} 服从莱斯分布.

7. for $m=1, \dots, M$ do

8. $H_1(i, j) = h_{ij}(m), i, j \in \{1, 2\}$.

9. Obtain H_0 according to (7)–(14)

10. $H = H_0 \cdot H_1(i, j)$

11. $h_{ij}(m) = H(i, j), i, j \in \{1, 2\}$.

12. end for

13. Output: $h_{ij}, i, j \in \{1, 2\}$.

3.2 实验及结果分析

图 3 给出了单卫星双极化系统在开阔、市区环境下的 BPSK 调制下误码率 BER 性能。从图 3 发现, 随着信噪比的增大, 开阔区域传输性能优于郊区和市区环境, 这是由于在莱斯衰落信道中采用极化复用, 具有较强 LOS 分量的传输环境能够改善系统误码性能, 即 K 值的增加能够显著改善系统传输性能。

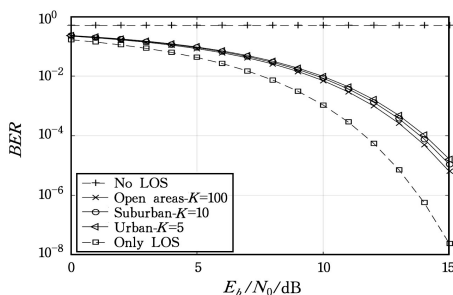


图 3 不同环境下的误码性能对比 ($\beta_1 = 0.1$)

Fig. 3 BER performance in different areas with change of K ($\beta_1 = 0.1$)

图 4—图 6 依次给出了单卫星双极化系统在开阔区域、郊区、市区 3 种环境下, 不同交叉极化干扰系数下的 BPSK 误码率 BER 性能曲线。

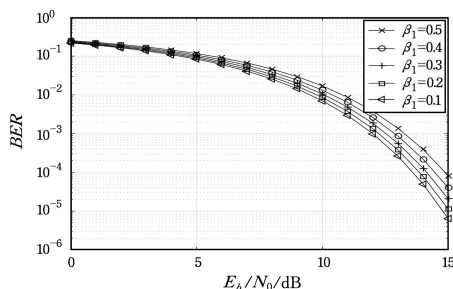


图 4 开阔区域环境下的 BER 性能

Fig. 4 BER performance in open areas

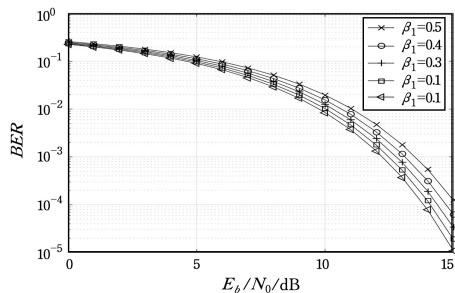


图 5 郊区环境下的 BER 性能

Fig. 5 BER performance in suburban areas

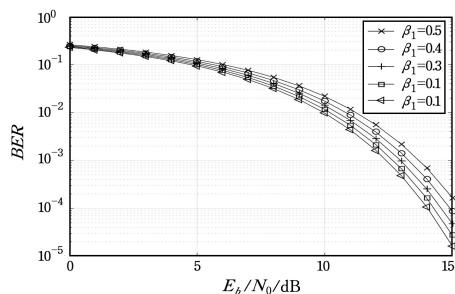


图 6 市区环境下的 BER 性能

Fig. 6 BER performance in urban areas

从图中可看出, 在双极化 MIMO 系统中, $\beta_1 = 0.1$ 的 BER 性能最好, $\beta_1 = 0.5$ 的 BER 性能最差, 即交叉极化干扰系数越小, 系统 BER 性能越好。在式 (9) 中, 已知 $E\{\|l_{11}\|^2\} = 1 - \beta_1$, 可得 l_{11} 随着 β_1 减小而增大, h_{11} 路径增益越大, 因此 BER 性能越好。对比图 4、图 5 和图 6 可以看出, 在 $SINR = 15$ dB 时, $\beta_1 = 0.1$ 的误码率 BER 在 10^{-4} 左右, 性能低于同条件下开阔区域的误码率 BER, 高于同条件下市区的误码率 BER。

假设交叉极化干扰系数 $\beta_1 = 0.1$ 。图 7 对比了在 3 种不同环境下, 单卫星双极化通信系统的平均信道容量。从图 7 中可看出, 开阔区域环境下的信道容量低于市区环境下的信道容量, 即 K 值的增加会降低系统的信道容量。这是由于 MIMO 系统适用于丰富的散射环境中, 在这种环境下, NLOS (Non Line-of-Sight) 情况下的信道容量高于 LOS 情况下的容量^[17], 而 NLOS 情况下的信道接近于瑞利信道, 图 7 中 MIMO 曲线为理想瑞利信道下的 2 发 2 收信道容量, SISO 曲线为理想瑞利信道下的单发单收信道容量。同样, LOS 情况下的信道更接近于莱斯信道, 也即 K 值的增加使得信道中 LOS 部分更多, 因此图 7 可看出, 市区环境下的信道容量更高。

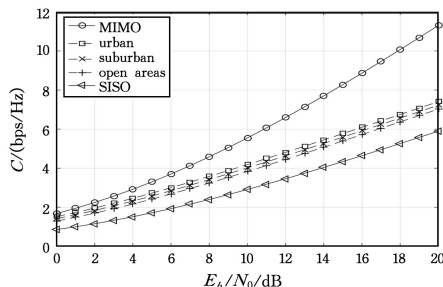


图 7 不同环境下的信道容量

Fig. 7 Channel capacity in different scenarios

图 8—图 10 依次给出了单卫星双极化系统在开阔区域、郊区、市区 3 种环境下, 不同交叉极化干扰系数下的平均信道

容量。从图中可以看出,在给定 20 dB SNR 的情况下,3 种环境的信道容量介于理想 2×2 MIMO 信道和理想 SISO 信道之间。理想 SISO 信道时,开阔区域、郊区、市区环境下的信道容量分别为 4.40 bps/Hz, 4.35 bps/Hz, 4.29 bps/Hz, 而双极化 MIMO 信道时,3 种环境下的信道容量在 $\beta_1 = 0.1$ 分别为 6.99 bps/Hz, 7.31 bps/Hz, 7.34 bps/Hz, 3 种环境下的信道容量分别改善了 59.9%, 68.0% 和 71.1%。且 $\beta_1 = 0.1$ 时,3 种环境的信道容量高于 $\beta_1 = 0.5$ 时的信道容量,即交叉极化干扰系数越小,系统信道容量越好。

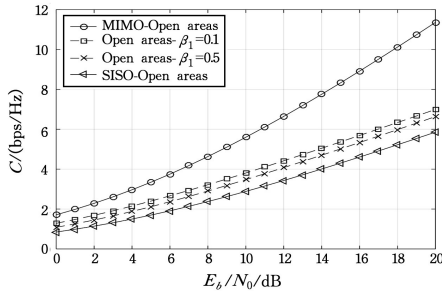


图 8 开阔区域环境下的信道容量

Fig. 8 Channel capacity in open areas

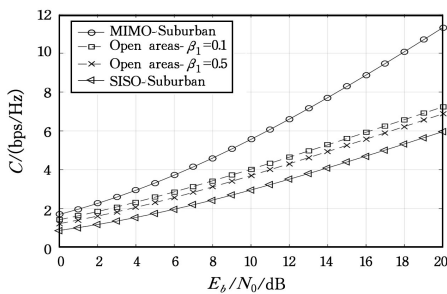


图 9 郊区环境下的信道容量

Fig. 9 Channel capacity in suburban areas

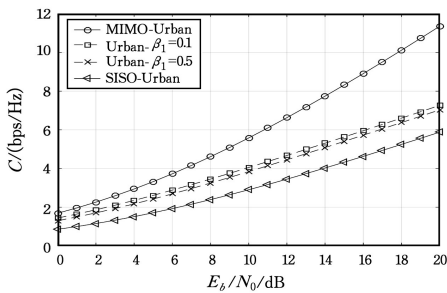


图 10 市区环境下的信道容量

Fig. 10 Channel capacity in urban areas

结束语 本文考虑将 MIMO 技术运用于单卫星双极化通信系统中,提出了一种分析 XPD 对单卫星双极化 MIMO 通信系统的影响的方法。首先对单卫星双极化通信系统模型进行分析,详细推导了 2×2 单卫星双极化 MIMO 系统接收天线 SINR 的表达式,并针对开阔区域、郊区、市区 3 种环境,首先评估了不同环境下的 BER 性能和信道容量,仿真结果表明直射分量的增加会降低信道容量,但 BER 性能越好。其次评估了不同交叉极化干扰系数对单卫星双极化通信系统误码率 BER 以及信道容量的影响,仿真结果表明在交叉极化干扰系数越小时,系统 BER 性能越好,并且信号在市区环境下传输时,信道容量高于开阔区域环境与郊区环境。因此,在卫星双极化 MIMO 通信系统中,为了减少交叉极化的影响,可以

提高天线的极化隔离度或者采用相关的交叉极化干扰消除技术^[18],以确保获得更好的通信质量。在本文系统中,可根据不同的传播环境调整交叉极化干扰系数以获得更好的通信质量。但本文考虑的影响因素较少,下一步工作将尝试扩展现有模型,考虑实际星地链路传输信号过程中设备所处环境、天气等影响因素。同时,继续尝试在星地链路中利用更多的天线搭建模型。

参考文献

- [1] DENNIS R. Satellite Communication [M]. Beijing: Posts and Telecommunications Press, 2002: 1-2.
- [2] WU J J. Study on the Channel Capacity and the Space Time Coding under MIMO Satellite Channel [D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2016.
- [3] ARAPOGLOU P, BURZIGOTTI P, et al. To MIMO or Not To MIMO in Mobile Satellite Broadcasting Systems [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2011, 10(9): 2807-2811.
- [4] VASSEUR H. Degradation of availability performance in dual-polarized satellite communications systems [J]. IEEE Transactions on Communications, 2000, 48(3): 465-472.
- [5] ZHANG Q, CHEN D, XIAO Y X, et al. MIMO Application in Satellite Communication System [J]. Space Electronic Technology, 2018, 175(1): 57-62.
- [6] WANG X, QI C. Algorithm for modeling dual-polarized MIMO channel in land mobile satellite communications [C] // International Conference on Wireless Communications & Signal Processing, IEEE, 2017.
- [7] NABAR R U, BOLCSKEI H, ERCEG V, et al. Performance of multiantenna signaling techniques in the presence of polarization diversity [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2002, 50(10): 2553-2562.
- [8] SELLATHURAI M, GUINAND P, LODGE J. Space-Time Coding in Mobile Satellite Communications Using Dual-Polarized Channels [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2006, 55(1): 188-199.
- [9] SCHWARZ R T, DELAMOTTE T, STOREK K U, et al. MIMO Applications for Multibeam Satellites [J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2019, 65(4): 664-681.
- [10] CHARILAOS K, ATHANASIOS D P, PANTELIS D A, et al. MIMO dual polarized fixed satellite systems above 10 GHz: channel modeling and outage capacity evaluation [C] // European Conference on Antennas & Propagation, IEEE, 2015, 30(3): 496-503.
- [11] YUAN J J, LIU F F, GUO C, et al. On performance of cross-polarization discrimination compensation algorithm based on polarization modulation in presence of channel estimation error [J]. Computer Engineering and Applications, 2016, 52(S1): 145-150.
- [12] GUO C, CHEN S, FENG C, et al. Correlation-Statistics-Based Spectrum Sensing Exploiting Energy and Polarization for Dual-Polarized Cognitive Radios [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 14(3): 1533-1554.
- [13] ZHANG W C. Design and performance analysis of downlink precoding in massive MIMO systems [D]. Nanjing, Jiangsu, China: Southeast University, 2015.
- [14] SHU F, LI J, GU C, et al. Probability Density Analysis of SINR

in Massive MIMO Downlink Using Matched Filter Beamformer [J]. *Journal of Data Acquisition and Processing*, 2015, 30(3): 496-503.

- [15] BALACHANDER R, WILLIAM G C, et al. MIMO Applicability to UHF SATCOM[J]. *GLOCOM*, 2016.
- [16] WANG C T. *Satellite communication system*[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2012.
- [17] ZHENG Z. Measurement-Based research on the massive MIMO channel propagation characteristics and modeling[D]. Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunications, 2018.
- [18] WANG W Y, CHEN J S. Study on Cross-polarization Interference Cancellation Technology[J]. *Telecommunication Engineering*, 2013, 53(6): 707-710.



LENG Yue, born in 1996, postgraduate. Her main research interests include satellite communication and so on.



LI Peng, born in 1984, Ph.D, professor. His main research interests include wireless communication and satellite communication.

(上接第 386 页)

- [5] WANG S, ZHANG X, ZHANG Y, et al. A Survey on Mobile Edge Networks: Convergence of Computing, Caching and Communications[J]. *IEEE Access*, 2017, 5: 6757-679.
- [6] GUO Y. Tasks Offloading Strategy with Caching Mechanism in Mobile Margin Computing[J]. *Computer Applications and Software*, 2019, 36(6): 114-119.
- [7] ZHU K C. Research on the Theory of Swarm Intelligence Optimization Algorithm and its Application on Resource Scheduling [D]. Shandong: Shandong University, 2011.
- [8] ULLMAN J D. NP-complete scheduling problems[J]. *Journal of Computer and System Sciences*, 1975, 10(3): 384-393.
- [9] TONG Z, DENG X M, YE F, et al. Adaptive computation offloading and resource allocation strategy in a mobile edge computing environment[J]. *Information Sciences*, 2020, 537: 116-131.
- [10] MAO Y, ZHANG J, LETAIEF K B. Dynamic computation offloading for mobile-edge computing with energy harvesting devices[J] *IEEE J. Select. Areas Commun.*, 2016, 34(12): 3590-3605.
- [11] DONG S Q, LI H L, HU L, et al. Task scheduling policy for mobile edge computing with user priority[J/OL]. *Application Research of Computers*. [2020-09-15]. <http://doi.org/10.19734/j.issn.1001-3695.2019.03.0131>.
- [12] LIAO Y Z, SHOU L Q, U Q, et al. Joint offloading decision and resource allocation for mobile edge[J]. *Computing Enabled Networks*, 2020, 154: 361-369.
- [13] FANG C, HUANG C M. Research on Cloud Task Scheduling Algorithm Based on QoS [J]. *Software Engineering*, 2020, 23(3): 22-27.
- [14] PEI Y L, CHENG G Z. Research on operation speed and speed limit for freeways in China[J]. *Journal of Harbin Institute of Technology*, 2003(2): 41-45.
- [15] QI J, SUN H R, GONG K, et al. Research on intelligent compu-

ting offloading model based on reputation value in mobile edge computing[J/OL]. *Journal on Communications*. [2020-05-21]. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/11.2102.TN.20200513.1739.011.html>.

- [16] SHARMA M, KUMAR R, JAIN A. A Proficient Approach for Load Balancing in Cloud Computing-Join Minimum Loaded Queue; Join Minimum Loaded Queue[J]. *International Journal of Information System Modeling and Design (IJISMD)*, 2020, 11(1): 12-36.
- [17] CHAWLA N, KUMAR D, SHARMA D K. Improving Cost for Data Migration in Cloud Computing Using Genetic Algorithm [J]. *International Journal of Software Innovation (IJSI)*, 2020, 8(3): 69-81.
- [18] QIN Y N, LIANG Z H. New progress of the ant colony algorithm in research and applications[J]. *Computer Engineering & Science*, 2019, 41(1): 173-184.
- [19] QU H J, GUO Y Z. Research on cloud computing virtual machine resource allocation optimization based on improved particle swarm optimization [J]. *Application Research of Computers*, 2020, 37(S2): 116-118.



SONG Hai-ning, born in 1997, postgraduate, is a member of China Computer Federation. Her main research interests include edge computing and network security.



JIAO Jian, born in 1978, Ph.D, assistant professor, postgraduate supervisor, is a member of China Computer Federation. His main research interests include edge computing and network security.