

GEO 双极化多波束卫星移动通信系统信道建模^①

杨 杨^② 江 彬 高西奇^③

(东南大学移动通信国家重点实验室 南京 210096)

摘要 研究了采用双极化数字多波束阵列天线的地球同步轨道(GEO)卫星移动通信(MSC)系统的统计特性,建立了多用户多波束系统统计模型,进而利用该模型给出了计算机仿真方法。通过仿真揭示了用户所处环境、用户位置分布、天线交叉极化鉴别度及莱斯因子等因素对系统平均频谱效率的影响。仿真结果显示,系统以重阴影用户为主要服务对象时,平均频谱效率明显减小,用户分布越靠近波束中心频谱效率越大,高莱斯因子信道天线交叉级化鉴别度对频谱效率影响很大。

关键词 卫星移动通信(MSC), 双极化阵列天线, 多用户多入多出网络, 统计模型

0 引言

地球同步轨道(geostationary earth orbit, GEO)卫星移动通信(mobile satellite communications, MSC)能为地面网络难以覆盖的区域提供移动通信服务,具有覆盖广、组网和控制简单等诸多优点,是未来移动通信系统的重要组成部分。随着数字多波束形成技术的成熟和广泛运用,越来越多的卫星移动通信(MSC)系统开始采用数字多波束覆盖。作为多天线技术的应用之一,数字多波束可以利用相同的频谱资源同时服务多个用户,因此可以在不增加带宽的情况下获得比单波束更大的吞吐量。典型的GEO MSC系统由用户段、空间段和地面段三部分组成。其中空间段卫星通过Ku波段或者Ka波段馈电链路与地面段的网络和卫星控制中心建立高速链接。卫星相当于一个在太空中的天线,能够为地面广大区域内的用户提供移动通信服务^[1-4]。目前已经建成并且投入商业运行的GEO MSC系统有Thuraya-3和TerreStar-1,两者均装备大口径数字多波束阵列天线。其中Thuraya-3地面段位于阿联酋,其大口径数字多波束阵列天线可以形成300多个点

波束,覆盖亚太数十个国家和地区^[3]。TerreStar-1地面段位于美国,携带目前世界上最大的S波段阵列天线,可以形成200多个点波束覆盖全美国及其周边海域^[4]。卫星装备单极化数字多波束阵列天线,用户装备单极化天线的多用户MSC系统是一个多用户单入多出(Multi-User Single-Input Multi-Output, MU-SIMO)系统,文献[5]为该系统建立了统计模型。

文献[1,2]根据卫星移动通信的特点,指出多入多出传输技术结合双极化天线可以有效提高MSC系统吞吐量。文献[6]为单用户双极化卫星信道建立了统计模型。文献[7]研究了将双极化天线与数字多波束阵列天线结合的方法。本文在此基础上,研究了采用双极化数字多波束阵列天线的MSC系统的统计特征,并为其建立了多用户多入多出(multi-user multi-input multi-output, MU-MIMO)系统统计模型。

1 多用户多波束卫星系统信道模型

假设卫星的双极化阵列天线可以形成M个能

① 国家自然科学基金(61320106003)资助项目。

② 男,1983年生,博士生;研究方向:卫星移动通信;E-mail: yang.yang@seu.edu.cn

③ 通讯作者,E-mail:xqgao@seu.edu.cn

(收稿日期:2015-01-18)

在两个不同极化方向上发送和接收信号的点波束，地面有 N 个配备双极化天线的移动用户。考虑上行链路，令 $\mathbf{x} = [\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \dots, \mathbf{x}_N]^T$ 表示一个符号周期内所有用户发送的信号，其中 \mathbf{x}_j 是 1×2 向量，表示用户 j 在双极化天线上发送的两个信号； $\mathbf{y} = [\mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2, \dots, \mathbf{y}_M]^T$ 表示各个点波束接收的信号， \mathbf{y}_i 也是 1×2 向量，表示点波束 i 在两个不同极化方向上接收的信号； $[\cdot]^T$ 表示矩阵转置。 \mathbf{x} 和 \mathbf{y} 都用频域形式表示，那么整个系统的上行链路可以表述为

$$\mathbf{y} = \mathbf{Z}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (1)$$

其中 \mathbf{n} 是加性高斯白噪声， \mathbf{Z} 是系统的冲击响应矩阵。如图 1 所示，用户与数字波束间的链路衰减主要包括两部分，一是用户与卫星天线之间的信道衰减，二是波束形成网络产生的波束增益，所以 \mathbf{Z} 可以分解为如下形式：

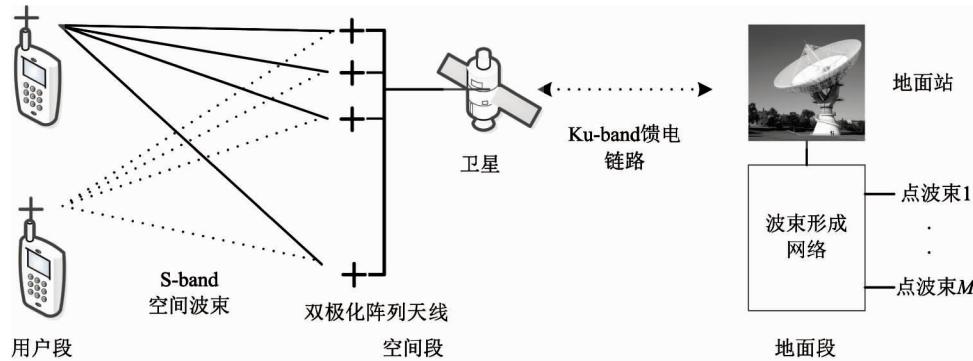


图 1 双极化多波束 MSC 系统

对于圆形波束，文献[8]提出了一种通过用户发射信号入射方向与波束中心之间的夹角近似计算波束增益的方法。假设点波束中心增益为 1，那么用户 j 与波束 i 之间的波束增益近似计算为

$$b_{ij} = \left| \frac{J_1(u)}{2u} + 36 \frac{J_3(u)}{u^3} \right| \quad (4)$$

其中 $u = 2.07123 \sin(\theta_{ij}) / \sin(\theta_{3dB})$ ， J_1 和 J_3 分别是 1 阶和 3 阶第一类贝塞尔函数， θ_{3dB} 是波束功率增益相对波束中心衰减一半时所对应的角度， θ_{ij} 表示用户 j 发射信号入射方向与点波束 i 中心之间的夹角。

波束增益通常变化十分缓慢，在统计模型中一般认为是常数^[8]，因此这里系统建模的主要工作集中在研究各个 \mathbf{H}_{ij} 的统计特征，包括 \mathbf{H}_{ij} 内各元素的统计特征以及各 \mathbf{H}_{ij} 彼此之间的相关性。首先考虑

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{11} & \cdots & \mathbf{B}_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{B}_{M1} & \cdots & \mathbf{B}_{MN} \end{bmatrix} \odot \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{11} & \cdots & \mathbf{H}_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{H}_{M1} & \cdots & \mathbf{H}_{MN} \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中 \mathbf{B}_{ij} 是 2×2 实数矩阵，表示用户 j 的两个极化天线与波束 i 两个极化方向之间的波束增益； \mathbf{H}_{ij} 是 2×2 复数矩阵，表示用户 j 与波束 i 之间的双极化链路衰减； \odot 表示矩阵点乘。

文献[8]指出，波束增益主要由波束形状及用户位置决定。假设同一用户不同极化方向的波束增益相同^[5]，那么有

$$\mathbf{B}_{ij} = b_{ij} \mathbb{I}_2 \quad (3)$$

其中 \mathbb{I}_2 表示 2×2 全 1 矩阵， b_{ij} 表示用户 j 与波束 i 之间的波束增益。

各 \mathbf{H}_{ij} 之间的相关性。多波束 MSC 系统的波束与波束之间完全相关，因为卫星多波束阵列天线从地面看只是一个点，所以不同波束接收同一用户的信号，除了波束增益不同外空间路径衰减可以视为完全相同^[5]，所以有

$$\mathbf{H}_{ij_1} = \mathbf{H}_{ij_2}, \quad i_1 \neq i_2 \quad (5)$$

另一方面，MSC 系统覆盖面积非常大，用户之间大都相隔很远，不同用户的信号衰减相互独立^[5]，因此，可得如下多用户信道模型：

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} b_{11}\mathbf{H}_1 & b_{12}\mathbf{H}_2 & \cdots & b_{1N}\mathbf{H}_N \\ b_{21}\mathbf{H}_1 & b_{22}\mathbf{H}_2 & \cdots & b_{2N}\mathbf{H}_N \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ b_{M1}\mathbf{H}_1 & b_{M2}\mathbf{H}_2 & \cdots & b_{MN}\mathbf{H}_N \end{bmatrix} \quad (6)$$

其中 \mathbf{H}_j 表示用户 j 与各个波束间的信道衰减。

式(6)可进一步改写为

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} b_{11}\mathbf{I}_2 & \cdots & b_{1N}\mathbf{I}_2 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ b_{M1}\mathbf{I}_2 & \cdots & b_{MN}\mathbf{I}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 & & \\ & \ddots & \\ & & \mathbf{H}_N \end{bmatrix} \quad (7)$$

其中 \mathbf{I}_2 是 2×2 单位矩阵。

根据式(7), 系统的统计特征主要由各用户双极化信道衰减体现, 而各用户彼此之间相互独立, 可以单独分析, 下文重点考虑单用户的双极化卫星信道 \mathbf{H}_j 。不失一般性, 省略用户索引下标 j , 统一用 \mathbf{H} 表示。

2 单用户双极化卫星信道模型

双极化卫星信道 \mathbf{H} 包含直射径分量和散射径分量^[3]。令 $\bar{\mathbf{H}}$ 表示 \mathbf{H} 的直射径分量, $\tilde{\mathbf{H}}$ 表示 \mathbf{H} 的散射径分量。对于不同阴影环境下的用户, 其信道统计模型略有区别^[9-11]。对于无阴影区用户, 信道模型如下式所示:

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{K}{K+1}}\bar{\mathbf{H}} + \sqrt{\frac{1}{K+1}}\tilde{\mathbf{H}} \quad (8)$$

对于轻阴影区用户, 信道模型为

$$\mathbf{H} = \xi \left(\sqrt{\frac{K}{K+1}}\bar{\mathbf{H}} + \sqrt{\frac{1}{K+1}}\tilde{\mathbf{H}} \right) \quad (9)$$

对于重阴影区用户, 信道模型为

$$\mathbf{H} = \xi \left(\sqrt{\frac{K}{K+1}}\bar{\mathbf{H}} + \sqrt{\frac{1}{K+1}}\tilde{\mathbf{H}} \right) \quad (10)$$

其中 ξ 表示服从对数正态分布的阴影遮蔽。 K 为莱斯因子。令信道总功率衰减为 F_p , 则直射径功率衰减为 $F_p K / (K+1)$, 散射径功率衰减为 $F_p / (K+1)$ 。

直射径分量 $\bar{\mathbf{H}}$ 与天线交叉极化鉴别度(cross-polar discrimination, XPD) 的关系如下式所示^[6,12]:

$$XPD = 10 \log_{10} \frac{|\bar{h}_{m_1n_1}|^2}{|\bar{h}_{m_2n_2}|^2} \quad (11)$$

$m_1 = n_1, m_2 \neq n_2$ 。令 $A^2 = KF_p / (K+1)$, 则根据式(11)可得

$$\bar{\mathbf{H}} = A \begin{bmatrix} \sqrt{1 - \beta_{ant}} & \sqrt{\beta_{ant}} \\ \sqrt{\beta_{ant}} & \sqrt{1 - \beta_{ant}} \end{bmatrix} \quad (12)$$

其中 β_{ant} 是表征天线交叉极化鉴别度的参数, 与天线交叉极化鉴别度的关系为

$$XPD = 10 \log_{10} \left(\frac{1 - \beta_{ant}}{\beta_{ant}} \right) \quad (13)$$

根据式(12), 直射径分量 $\bar{\mathbf{H}}$ 主要由天线交叉极化鉴别度和直射径功率衰减确定。

散射径分量 $\tilde{\mathbf{H}}$ 不但与天线交叉极化鉴别度 XPD 有关, 而且与环境交叉极化耦合度(cross-polar coupling, XPC)有关^[6,12]。令 $\sigma^2 = F_p / (K+1)$, 则有

$$E\{|\tilde{h}_{mn}|^2\} = \begin{cases} \sigma^2(1 - \alpha), & m = n \\ \sigma^2\alpha & m \neq n \end{cases} \quad (14)$$

其中 α 是同时表征天线交叉极化鉴别度和环境交叉极化耦合度的参数, 如下式所示^[5]:

$$\alpha = \beta_{ant}(1 - \beta_{env}) + (1 - \beta_{ant})\beta_{env} \quad (15)$$

其中 β_{env} 是表征环境交叉极化耦合度的参数, 与环境交叉极化耦合度的关系为

$$XPC = 10 \log_{10} \left(\frac{1 - \beta_{env}}{\beta_{env}} \right) \quad (16)$$

由于散射径分量 $\tilde{\mathbf{H}}$ 在小尺度上时变, 所以通常用服从复高斯分布的随机矩阵模拟。下面介绍两种模拟方法。

第一种方法利用克罗内克(Kronecker)模型模拟^[6], 如下式所示:

$$\text{vec}(\tilde{\mathbf{H}}) = \Lambda_s (\tilde{\mathbf{R}}_{rx}^{1/2} \otimes \tilde{\mathbf{R}}_{tx}^{1/2}) \text{vec}(\tilde{\mathbf{H}}_w) \quad (17)$$

其中 $\text{vec}(\cdot)$ 表示将矩阵排列为一个列向量, Λ_s 是对角矩阵, 用于约束 $\tilde{\mathbf{H}}$ 的功率使其满足式(14), 如下式所示:

$$\Lambda_s = \text{diag}(\sqrt{1 - \alpha}, \sqrt{\alpha}, \sqrt{\alpha}, \sqrt{1 - \alpha}) \quad (18)$$

$\tilde{\mathbf{R}}_{rx}$ 和 $\tilde{\mathbf{R}}_{tx}$ 分别为 $\tilde{\mathbf{H}}$ 在接收端和发送端的相关矩阵, \otimes 表示克罗内克内积。令接收端相关系数为 $\tilde{\rho}_{rx}$, 发送端相关系数为 $\tilde{\rho}_{tx}$, 则 $\tilde{\mathbf{R}}_{rx}, \tilde{\mathbf{R}}_{tx}$ 的表达式如下:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{R}}_{rx} &= E\{\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{H}}^H\} \\ &= \sigma^2 \begin{bmatrix} 1 & 2\tilde{\rho}_{rx} \sqrt{(1-\alpha)\alpha} \\ 2\tilde{\rho}_{rx} \sqrt{(1-\alpha)\alpha} & 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (19)$$

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{R}}_{tx} &= E\{\tilde{\mathbf{H}}^H\tilde{\mathbf{H}}\} \\ &= \sigma^2 \begin{bmatrix} 1 & 2\tilde{\rho}_{tx} \sqrt{(1-\alpha)\alpha} \\ 2\tilde{\rho}_{tx} \sqrt{(1-\alpha)\alpha} & 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (20)$$

其中 $[]^H$ 表示共轭转置。 $\tilde{\mathbf{H}}_w$ 是 i.i.d 零均值单位方差复高斯随机矩阵。

第二种方法不考虑用 Λ_s 约束功率, 式为

$$\tilde{\mathbf{H}} = \tilde{\mathbf{R}}_{rx}^{1/2} \tilde{\mathbf{H}}_w' \tilde{\mathbf{R}}_{tx}^{1/2} \quad (21)$$

其中 $\tilde{\mathbf{R}}_{rx}$ 和 $\tilde{\mathbf{R}}_{tx}$ 同前, $\tilde{\mathbf{H}}_w'$ 服从零均值复高斯分布且各元素相互独立, 但各元素方差不同。这种方法利用功率满足特定条件的 $\tilde{\mathbf{H}}_w'$ 生成 $\tilde{\mathbf{H}}$, 从而使 $\tilde{\mathbf{H}}$ 的功率满足式(14)。根据式(19)和式(20)可得

$$\mathbf{R}_{rx}^{1/2} = \sigma \mathbf{U} \Lambda_{rx}^{1/2} \mathbf{U}^H \quad (22)$$

$$\mathbf{R}_{tx}^{1/2} = \sigma \mathbf{U} \Lambda_{tx}^{1/2} \mathbf{U}^H \quad (23)$$

其中

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (24)$$

Λ_{rx} 和 Λ_{tx} 均为对角阵, 如下式所示:

$$\Lambda_{rx} = \begin{bmatrix} 1 + 2\tilde{\rho}_{rx} & \sqrt{\alpha(1-\alpha)} \\ & 1 - 2\tilde{\rho}_{rx} / \sqrt{\alpha(1-\alpha)} \end{bmatrix} \quad (25)$$

$$\Lambda_{tx} = \begin{bmatrix} 1 + 2\tilde{\rho}_{tx} & \sqrt{\alpha(1-\alpha)} \\ & 1 - 2\tilde{\rho}_{tx} / \sqrt{\alpha(1-\alpha)} \end{bmatrix} \quad (26)$$

然后根据式(21)可知

$$\tilde{\mathbf{H}}_w' = \mathbf{R}_{rx}^{-1/2} \tilde{\mathbf{H}}_j \mathbf{R}_{tx}^{-1/2} \quad (27)$$

其中 $\mathbf{R}_{rx}^{-1/2}$ 和 $\mathbf{R}_{tx}^{-1/2}$ 都是确定的实数矩阵, 所以 $\tilde{\mathbf{H}}_w'$ 的方差为

$$D\{\tilde{\mathbf{H}}_w'\} = D\{\mathbf{R}_{rx}^{-1/2} \tilde{\mathbf{H}}_j \mathbf{R}_{tx}^{-1/2}\} \quad (28)$$

式中 $D\{\cdot\}$ 表示求矩阵中各个元素的方差。根据式(22)、(23)可知式(28)可变形为

$$D\{\tilde{\mathbf{H}}_w'\} = \frac{1}{\sigma^4} \Lambda_{rx}^{-1} D\{\tilde{\mathbf{H}}\} \Lambda_{tx}^{-1} \quad (29)$$

另外根据式(14)可知

$$D\{\tilde{\mathbf{H}}\} = \sigma^2 \begin{bmatrix} 1 - \alpha & \alpha \\ \alpha & 1 - \alpha \end{bmatrix} \quad (30)$$

最后将式(30)代入式(29)可得 $\tilde{\mathbf{H}}_w'$ 需要满足的条件为

$$D\{\tilde{\mathbf{H}}_w'\} = \frac{1}{\sigma^2} \Lambda_{rx}^{-1} \begin{bmatrix} 1 - \alpha & \alpha \\ \alpha & 1 - \alpha \end{bmatrix} \Lambda_{tx}^{-1} \quad (31)$$

第一种方法便于理论分析, 但在处理过程中比第二种方法多一个功率约束步骤。

给定 XPD、XPC、 $\tilde{\rho}_{rx}$ 、 $\tilde{\rho}_{tx}$ 、 K 和 F_p , 即可根据式(17)或者式(21)生成散射径分量 $\tilde{\mathbf{H}}$ 。然后结合直射径分量 $\bar{\mathbf{H}}$, 生成单用户信道模型 \mathbf{H} 。

3 仿 真

3.1 计算机仿真步骤

下面介绍利用计算机实现双极化多波束卫星移动通信系统模拟仿真的具体步骤。

第一步, 给定符号周期。符号周期是本模型描述信号和信道状态的最长时间单位。

第二步, 给定波束个数 M 和用户个数 N , 并根据波束分布和用户分布, 利用用户和波束中心间的夹角计算各个用户的波束增益。如果不考虑高速移动用户, 那么可以认为波束增益是常数。

第三步, 给定各用户功率衰减 F_p 、莱斯因子 K 和天线交叉极化鉴别度 XPD, 并根据式(12)生成各用户双极化信道的直射径分量 $\bar{\mathbf{H}}_j$ 。其中信号功率衰减 F_p 主要由信道衰减和天线增益决定, 如下式所示:

$$F_p = \frac{G_t G_r}{L_p} \quad (32)$$

其中 G_t 表示发射天线增益, G_r 表示接收天线增益, L_p 表示路径损耗。如果仿真持续时间不长, F_p 、 K 和 XPD 都不变, 那么直射径分量也是常数。

第四步, 在给定 F_p 和 K 的基础上, 进一步给定环境交叉极化耦合度 XPC 和散射径相关系数 $\tilde{\rho}_{rx}$ 、 $\tilde{\rho}_{tx}$, 并根据式(17)或者式(21)生成散射径分量 $\tilde{\mathbf{H}}_j$ 。假设符号周期 T 远大于散射径多径时延, 而且系统已经通过加入保护间隔等方法有效地消除符号间干扰, 那么仿真中可以假定各符号周期的散射径分量相互独立。

第五步, 生成阴影衰落 ξ 。首先独立生成服从对数正态分布的阴影衰落, 然后通过滤波去掉高频成分形成在大尺度上变化的阴影衰落模型 ξ 。或者参考文献[13]生成多状态阴影衰落模型。

第六步, 定义用户环境。各用户所处环境是无阴影、轻阴影还是重阴影, 需要事先设定。然后根据

用户所处环境分别利用式(8)~(10)生成各种用户的信道矩阵 \mathbf{H} 。然后结合式(7)生成多用户系统模型 \mathbf{Z} 。最后生成加性噪声, 加性噪声的功率主要由系统带宽和噪声温度决定, 如下式所示^[14,15]

$$\sigma_n^2 = B_w T_n B_{\text{bol}} \quad (33)$$

其中 $B_{\text{bol}} = 1.38 \times 10^{-23}$ 是玻尔兹曼(Boltzmann)常数 B_w 表示用户带宽, T_n 表示噪声温度。

3.2 计算机仿真结果

下面根据表 1 所示 GEO 卫星移动通信 S 波段上行链路信道参数, 对无阴影、轻阴影和重阴影区用

户的双极化信道进行仿真。仿真中各用户天线交叉极化鉴别度 XPD 均为 15dB, 环境交叉极化耦合度 XPC 均为 10dB, 散射径发射端相关系数 ρ_{tx} 和接收端相关系数 ρ_{rx} 均为 0.5。在 1000 个符号周期内, 不同环境中双极化卫星链路的幅度衰减如图 2 所示。其中横坐标表示仿真持续时间, 纵坐标表示各符号周期内双极化链路 \mathbf{H} 中两个元素的幅度大小。需要说明的是图 2 只显示了双极化信道矩阵 \mathbf{H} 中 h_{11} 和 h_{12} 的幅度变化曲线, h_{21} 和 h_{22} 类似。

表 1 S 波段 GEO 卫星上行信道参数^[14-17]

项目	符号	无阴影	轻阴影	重阴影
波束个数	M	19	19	19
用户带宽	B_w	180kHz	180kHz	180kHz
符号周期	T	0.0714 ms	0.0714 ms	0.0714 ms
用户发送功率	P_u	-3 dBw	-3 dBw	-3 dBw
发射天线增益	G_t	0 dBi	0 dBi	0 dBi
接收天线增益	G_r	47.5 dBi	47.5 dBi	47.5 dBi
路径损耗	L_p	192 dB	192 dB	192 dB
噪声温度	T_n	450 K	450 K	450 K
阴影遮蔽	期望	μ	$10^{-0.595}$	$10^{-0.441}$
	方差	d_0	0.114	0.569

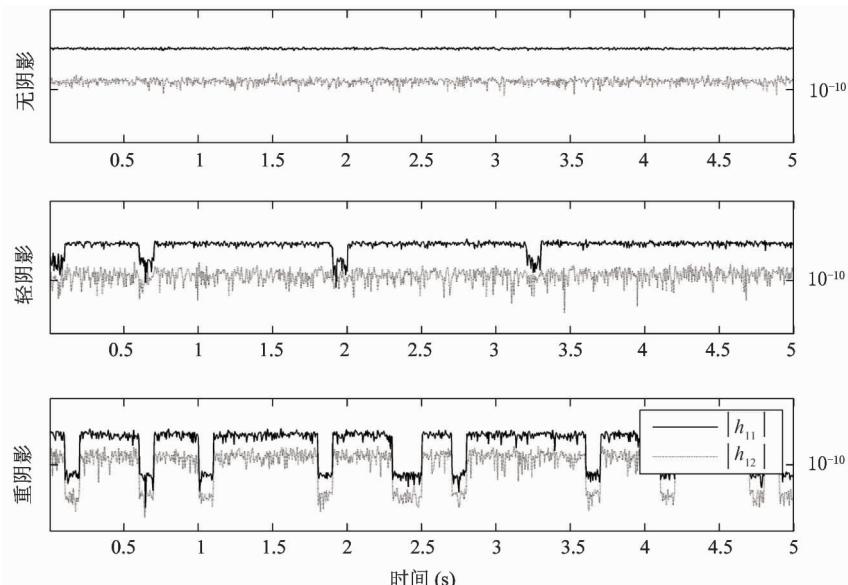


图 2 双极化卫星信道模型

下面根据 MIMO 网络遍历容量公式^[18]

$$I(\mathbf{Z}) = \log_2 \det\left(\mathbf{I} + \frac{P_u}{\sigma_n^2} \mathbf{Z} \mathbf{Z}^H\right) \quad (34)$$

计算其遍历容量，并分析系统每波束的平均频谱效率。其中 P_u 表示各用户在一根极化天线上的发射功率， \mathbf{I} 是 $2M \times 2M$ 单位矩阵。将 $I(\mathbf{Z})$ 除以波束个数 M ，即为每波束最大频谱效率。

首先考察用户受阴影遮蔽程度对系统每波束最大频谱效率的影响。其中用户构成是指系统中不同类型用户所占的比例，如表 2 所示。仿真中各用户随机均匀分布在服务区域，莱斯因子均为 20dB，天线交叉极化鉴别度均为 15dB，环境交叉极化耦合度均为 10dB，散射径相关系数均为 0.5。结果如图 3 所示，横坐标表示系统中用户个数，纵坐标表示每波束最大频谱效率。从仿真结果可以看出，当莱斯因子较大时，系统以直射径不易被遮挡的无阴影和轻阴影用户为主要服务对象，每波束频谱效率明显更大。而以重阴影用户为主要服务对象时，频谱效率则较小。

表 2 用户构成

项目	无阴影	轻阴影	重阴影
用户构成 1	0%	0%	100%
用户构成 2	0%	100%	0%
用户构成 3	100%	0%	0%
用户构成 4	40%	40%	20%
用户构成 5	20%	20%	60%

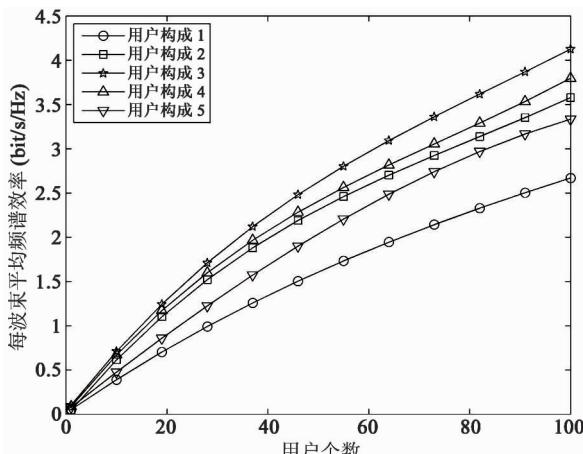


图 3 阴影遮蔽对每波束最大频谱效率的影响

然后考察用户在点波束中的分布区域对每波束最大频谱效率的影响，信道参数同上。如图 4 所示，当用户分布区域靠近波束中心时，系统最大频谱效率明显更大。

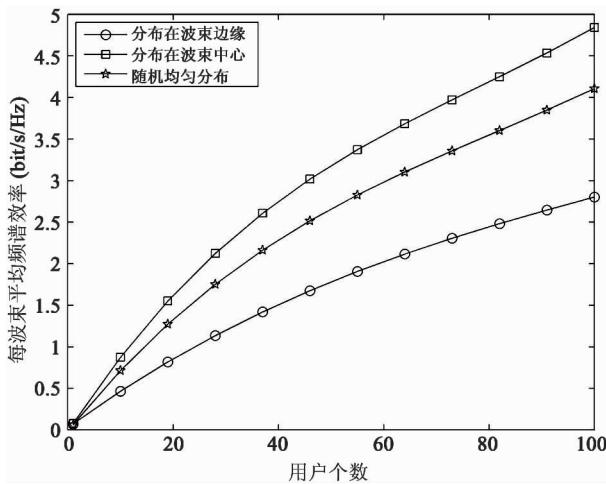


图 4 用户位置分布对最大频谱效率的影响

最后针对天线交叉极化鉴别度和莱斯因子对系统每波束频谱效率的影响进行仿真。用户个数为 100，随机均匀分布在服务区域内。环境交叉极化耦合度为 10dB，散射径相关系数为 0.5。仿真中，信道莱斯因子虽然不同，但是总功率衰减 F_p 不变。

如图 5 所示对于高莱斯因子的信道，天线交叉极化鉴别度对其频谱效率影响很大，而对于莱斯因子较低的信道，天线交叉极化鉴别度对其频谱效率影响较小。另外，当总功率衰减相同时，莱斯因子越

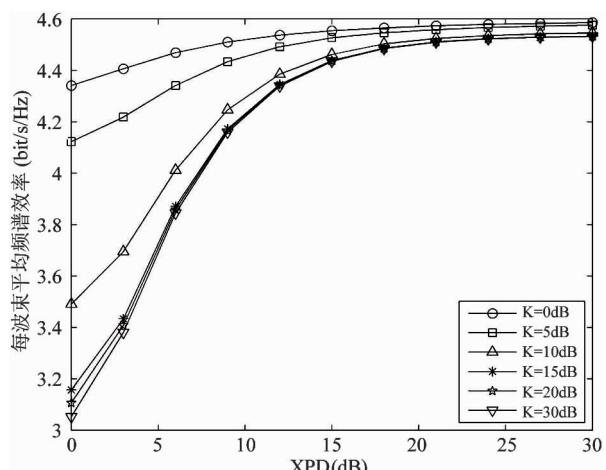


图 5 天线交叉极化鉴别度和莱斯因子的影响

小,系统每波束频谱效率越大。每波束频谱效率通过信道遍历容量计算得到,揭示信道潜在的最大通信速率。莱斯因子小,则说明信道主要通过散射径传输信号。仿真结果说明,在 MIMO 通信场景,功率相同时,散射径与直射径相比能够提供更大的频谱效率。

4 结 论

本文为用户和卫星都装备双极化天线的多波束卫星移动通信系统建立多用户系统统计模型,并且给出利用本模型进行计算机模拟仿真的方法。仿真结果显示系统以直射径不易被遮挡的无阴影和轻阴影用户为主要服务对象时,系统每波束频谱效率明显更大。用户分布越靠近波束中心,系统每波束频谱效率更大。对于高莱斯因子信道,天线交叉极化鉴别度对每波束频谱效率影响很大,而低莱斯因子信道则相反。另外功率相同时,散射径比直射径的频谱效率更大。

参考文献

- [1] Arapoglou P D, Bertinelli M, Panagopoulos A. MIMO over Satellite: A Review. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2010, 13(1):27-51
- [2] Arapoglou P D, Burzigotti P, Bertinelli M, et al. To mimo or not to mimo in mobile satellite broadcasting systems. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2011, 10(9): 2807-2811
- [3] Boeing. Thuraya-2,3, complete system for mobile communications, [Online], Available: http://www.boeing.com/defense-space/space/bss/factsheets/geomobile/thuraya2_3/thuraya2_3.html
- [4] TerreStar. Introducing TerreStar's integrated satellite-terrestrial network, [Online], Available: <http://www.terrestarinfo.com/dip.php>
- [5] Christopoulos D, Chatzinotas S, Matthaiou M, et al. Capacity analysis of multibeam joint decoding over composite satellite channels. In: Proceedings of the 2011 Conference Record of the 45th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (ASILOMAR), ASILOMAR 2011, Pacific Grove, USA, 2011. 1795-1799
- [6] Liolis K P, Gómez-Vilardebó J, Casini E, Pérez-Neira A I. Statistical modeling of dual-polarized MIMO land mobile satellite channels. *IEEE Transaction on Communications*, 2010, 58(11): 3077-3083
- [7] 高式昌,钟顺时. 一种高隔离度的双极化微带天线阵的理论和实验. 电子学报. 1999, 27(8): 64-66
- [8] Caini C, Corazza G E, Falciasecca G, et al. A spectrum-and power-efficient EHF mobile satellite system to be integrated with terrestrial cellular systems. *IEEE Journal on selected areas in communications*, 1992, (10)8:1315-1325
- [9] Loo C. A statistical model for a land mobile satellite link. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 1985, VT-34 (3):122-127
- [10] Corazza G E, Vatalaro F. A Statistical model for land mobile satellite channels and its application to non-geostationary orbit systems. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 1994, 43(3):738-742
- [11] Loo C, Butterworth J S. Land mobile satellite channel measurements and modeling. *Proceedings of the IEEE*, 1998, 86(7): 1442-1463
- [12] Oestges C, Erceg V, Paulraj A. Propagation modeling MIMO multipolarized fixed wireless channels. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2004, 53 (3): 644-654
- [13] Yang M, Meng F, Shi S, et al. Markov chain based two-state satellite mobile channel model. In: Proceedings of the Vehicular Technology Conference (VTC spring), Yokohama, Japan, 2011. 1-5
- [14] ETSI TS101376. GEO-mobile radio interface specifications (release 3), third generation satellite packet radio service. v3.1.1, 2009
- [15] 3GPP TS 36.211. Physical channels and modulation. v11.3.0, 2013
- [16] King P. Modeling and measurement of the land mobile satellite MIMO radio propagation channel. [Ph. D. dissertation]. University of Surrey, UK, 2007
- [17] Oestges C, Clerckx B. MIMO Wireless Communications: From Real-world Propagation to Space-time Code Design. UK: Elsevier Ltd, 2010. 76-80
- [18] Kang M, Alouini M S. Capacity of mimo rician channels. *IEEE Transaction on Wireless Communications*, 2006, (5)3: 112-122

Channel modeling of dual-polarized multi-beams GEO mobile satellite communication systems

Yang Yang, Jiang Bin, Gao Xiqi

(National Mobile Communications Research Laboratory, Southeast University, Nanjing 210096)

Abstract

The statistical properties of geostationary earth orbit (GEO) mobile satellite communication (MSC) systems using dual-polarized digital multi-beam array antennas were studied, and a statistical model for the dual-polarized multi-beam GEO MSC systems was established. Then, a computerized simulation method was put forward based on the statistical model. And through the simulations conducted by the proposed method, the influences of surroundings of user, locations of user, cross-polar discrimination of the antenna, and K-factor on the average spectrum efficiency of the considered systems were revealed. The results show that if users are mainly in heavy shadowing, the average spectrum efficiency will decrease evidently. And if the users are near the beam center, the overage spectrum efficiency will increase. In addition, for a high K-factor channel, the cross-polar discrimination of antenna has a strong impact on the spectrum efficiency.

Key words: mobile satellite communications (MSC), dual-polarized phased array antenna, multi-user multi-input multi-output, statistical model