编队飞行的卫星集群：轨道构型相关性能分析

Dong-Hyun Jung、Joon-Gyu Ryu 和 Junil Choi

arXiv:2305.01955v1 [cs.IT] 3 May 2023

摘要—本文研究了一种下行卫星通信系统，其中，一个由一颗领星和多颗跟随卫星组成的卫星集群（即卫星群）为地面终端提供服务。集群中的卫星以线形或圆形编队成群移动，并通过最大比传输预编码协作发送信号。首先，我们进行坐标变换，以有效描述集群中卫星的相对位置。随后，利用独立伽马随机变量之和的分布，推导出Nakagami衰落下与轨道构型相关的中断概率精确表达式。此外，借助二阶矩匹配，获得了更为简洁的中断概率近似表达式。我们还分析了高信噪比条件下的渐近行为以及中断性能的分集阶数。最后，通过蒙特卡洛仿真验证了解析结果。我们的解析结果给出了基于特定轨道构型的卫星集群通信系统性能，可用于从簇大小、编队形式和轨道等方面设计可靠的卫星集群。

索引词 — **卫星通信系统、卫星集群、中断概率、轨道构型。**

一、引言

SATELLITE 通信凭借卫星的广泛覆盖，被视为提供全球互联网服务的可行方案。为此，第三代合作伙伴计划（3GPP）自第 15 [1], [2]版起，将非地面网络（NTN）纳入第五代标准并制定了相关标准。NTN由卫星、无人飞行器和高空平台等飞行物体组成，可与地面网络结合，为地面终端以及无人机、飞机和城市空中交通飞行器等空中飞行器提供通信服务。SpaceX、OneWeb 和 Telesat 等多家公司计划在不久的将来发射多个低地球轨道（LEO）卫星星座，以提升系统吞吐量 [3]。

一旦发射了相当数量的卫星，再向轨道中发射更多卫星可能会造成星间干扰，因此网络吞吐量可能只会略有提升。因此，近期研究聚焦于卫星集群的利用，即彼此相距很近的小卫星集群，并将其作为通过协作提升网络性能的潜在途径 [4]-[8]。文献 [4] 介绍了小卫星编队飞行的多种架构和方法，包括领航-跟随法。研究评估了基于卫星集群的通信系统在系统层面的性能。

D.-H. Jung 和 J.-G. Ryu 就职于韩国大田电子与电信研究院卫星通信研究部（电子邮件：{dhjung, jgryurt}@etri.re.kr）。J. Choi 就职于韩国科学技术院电气工程学院，韩国大田（电子邮件：junil@kaist.ac.kr）。

在 [5] 中还提出了基于 3GPP 的卫星簇网络架构。在 [6] 中针对深空通信研究了基于卫星的分布式多输入多输出传输，并从频谱效率与能量效率之间的权衡角度，展示了多颗卫星进行分布式波束成形的优势。在 [7], 中研究了卫星簇的虚拟波束成形，并在 [8]中提出并验证了卫星编队飞行的输出反馈控制算法，以较低的能耗构建编队，并增强其对扰动的鲁棒性。

尽管先前的工作 [5]已评估系统级性能，并表明卫星簇优于传统星座，但鲜有研究分析卫星簇在特定飞行编队和轨道构型下的性能。簇的可扩展性，即簇中的卫星数量，可能因空间利用效率不同而随飞行编队而变化。此外，轨道倾角、纬 argument of latitude，以及升交点赤经（RAAN）等轨道要素是对通信性能有显著影响的关键参数。受此启发，我们旨在分析基于卫星簇的通信系统在不同轨道构型下的性能，其中簇内卫星采用线性或圆形编队飞行。我们通过坐标变换刻画终端与簇内卫星之间的距离。利用这些距离特性，我们得到了中断概率的精确表达式和近似表达式。此外，我们从分集阶数的角度分析了中断性能的渐近行为。最后，我们通过蒙特卡洛仿真验证了推导出的表达式。

II. 系统模型

我们考虑一个卫星下行通信系统，其中由一颗领航卫星和N颗跟随卫星 F$_n$, $n \in \{1, 2, \cdots, N\}$ 组成的卫星集群为终端 T 提供服务。假设集群中的所有卫星高度均为 a。领航卫星沿圆形轨道运行，我们将其称为卫星集群的参考轨道；该轨道由倾角 i、纬度幅角 u 和升交点赤经 Ω 确定（这些参数的含义将在图2中说明）。跟随卫星的轨道根据参考轨道进行配置，使集群中的卫星能够编队运行。

本文考虑两种编队飞行方式：线形编队和圆形编队，如图 1 所示。其中，O 为地球中心，r_e 为地球半径，θ_C 为球冠的极角，即编队中卫星可分布的区域。线形编队是指跟随卫星

与领星处于同一轨道（参考轨道）上，并与相邻卫星保持较近距离的编队。在圆形编队中，跟随卫星的轨道构型略有不同，以便从地球上观察时形成圆形编队，且与领星 [8] 等距。假设由于位置控制精度有限且存在碰撞风险，编队中的卫星彼此间距应大于 d_0 。根据这一假设，给定 θ_{C}，即可得出线形编队或圆形编队中可部署的跟随卫星数量上限，分别为 $N_{\max}^{\mathrm{lin}} = 2\lfloor \frac{\theta_{\mathrm{C}}}{\theta_{\min}} \rfloor$ 或 $N_{\max}^{\mathrm{cir}} = \lfloor \frac{2\pi}{\sin \theta_{\min}} \frac{\theta_{\mathrm{C}}}{} \rfloor$ 其中 $\lfloor \cdot \rfloor$ 为向下取整函数，$\theta_{\min} = 2\sin^{-1}\left(\frac{d_0}{2(r_{\mathrm{e}}+a)}\right)$ 为相邻两颗卫星之间的最小极角。这些结果的证明见附录。

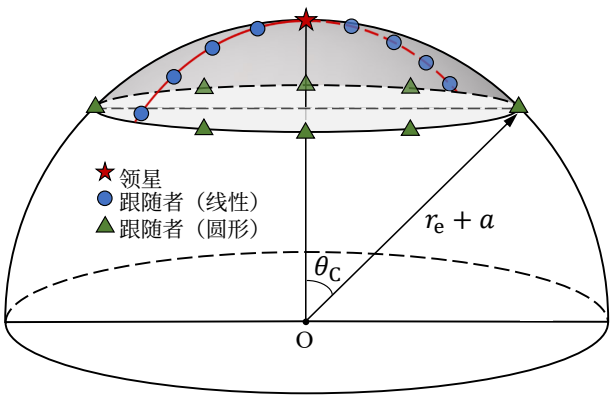

图 1. 线性编队和圆形编队的示例，其中包含一颗领星和八颗跟随卫星，红线表示编队的参考轨道。

终端与卫星 $i \in \{, \mathrm{F}_1, \mathrm{F}_2, \cdots, \mathrm{F}_N\}$ 之间链路的信道系数记为 h_i，其表达式为 $\mathrm{h}_i = \tilde{\mathrm{h}}_i \sqrt{\mathrm{l}_i}$ ，其中 $\tilde{\mathrm{h}}_i$ 为小尺度衰落系数，l_i 为卫星 i 与终端之间的路径损耗。对于小尺度衰落，我们采用 Nakagami-m分布；由于该分布能够灵活地对 [9]进行建模，因此已广泛应用于卫星信道。例如，当 $m = 1$ 且 $m = (K+1)^2/(2K+1)$ 时，Nakagami-m 分布分别退化为瑞利分布和莱斯-K分布。请注意，Nakagami衰落模型的信道增益服从 Gamma分布，即 $|\tilde{\mathrm{h}}_i|^2 \sim \Gamma(m_i, \frac{1}{m_i})$，其累积分布函数为 $F_{|\tilde{\mathrm{h}}_i|^2}(x) = \gamma(m_i, m_i x)/\Gamma(m_i)$，其中 $\gamma(a, x) = \int_0^x t^{a-1}e^{-t}dt$ 为下不完全Gamma函数，$\Gamma(x)$ 为Gamma函数。路径损耗表示为 $\mathrm{l}_i = \left(\frac{c}{4\pi f_{\mathrm{c}}}\right)^2 d_i^{-\alpha_i}$，其中 c 为光速，f_{c} 为载波频率，d_i 为链路距离，α_i 为路径损耗指数。

令 $\mathbf{h}$ 表示集群的信道系数向量，即 $\mathbf{h} = [h, h_{\mathrm{F}_1}, h_{\mathrm{F}_2}, \cdots, h_{\mathrm{F}_N}]^T$。我们假设卫星集群采用最大比传输（MRT），其波束成形向量为 $\mathbf{h}/\|\mathbf{h}\|$。采用 MRT 时，终端处的接收信噪比（SNR）为

$$\gamma = \gamma + \sum_{n=1}^{N} \gamma_{\mathrm{F}_n} = \frac{P G_{\mathrm{t,L}} G_{\mathrm{r}} |h|^2}{N_0 W} + \sum_{n=1}^{N} \frac{P_{\mathrm{F}_n} G_{\mathrm{t,F}_n} G_{\mathrm{r}} |h_{\mathrm{F}_n}|^2}{N_0 W} \quad (1)$$

其中，P_i 表示卫星的发射功率 i，$G_{\mathrm{t},\,i}$ 表示发射天线增益，G_{r} 表示接收天线增益，N_0 表示噪声功率谱密度，W 表示带宽。

III. 性能分析

本节首先进行坐标变换——以有效捕捉集群中卫星的相对位置。接下来，我们利用卫星的相对位置刻画集群中的卫星与终端之间的距离。然后，我们推导出系统中断概率的精确表达式。此外，我们使用矩匹配方法以及高信噪比区域中的渐近行为，获得了中断概率的近似表达式。

A. 坐标变换

我们假设采用地心坐标系 C，即地球中心为原点。令 $\mathrm{P}^{\mathcal{A}}\ \mathrm{x}$ 表示点 X 相对于坐标系 A 的位置。因此，地球中心 O 的位置表示为 $\mathrm{P}^{C}\ \mathrm{o} = (0,0,0)$。由于跟随卫星的位置是根据领星的位置确定的，因此我们采用如图2所示的旋转轴顺序 $z - x' - z''$ ，使用适当的欧拉角[1] 进行坐标变换。这种坐标变换能够有效表征集群中卫星的相对位置，并包含绕三个坐标轴分别旋转相应角度的变换，这些角度依次等于升交点赤经 Ω、倾角 i和纬度幅角 u。令 $R_x(\phi)$、$R_y(\phi)$ 和 $R_z(\phi)$ 分别表示绕 x–、y– 和 z– 轴的基本三维旋转矩阵，即，

$$R_x(\phi) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\phi & -\sin\phi \\ 0 & \sin\phi & \cos\phi \end{bmatrix}, \quad (2)$$

$$R_y(\phi) = \begin{bmatrix} \cos\phi & 0 & \sin\phi \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin\phi & 0 & \cos\phi \end{bmatrix}, \quad (3)$$

$$R_z(\phi) = \begin{bmatrix} \cos\phi & -\sin\phi & 0 \\ \sin\phi & \cos\phi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (4)$$

随后，按轴序列 z–x'–z''进行的内禀旋转对应于旋转矩阵 $R = R_z(\Omega)R_x(i)R_z(u)$，并得到新坐标系 C′，其轴为 $\bar{x}$–、$\bar{y}$– 和 $\bar{z}$–。

注 1. 按旋转轴序列 $z - x' - z''$进行坐标变换后，参考轨道平面位于 $\bar{x}\bar{y}$ 平面上，领星位于$\bar{x}$–轴上，即 $\mathrm{P}^{C'} = (r_{\mathrm{e}} + a,\ 0,\ 0)$。

注 2. 设 $\mathcal{A}$ 和$\mathcal{B}$ 表示两个不同的坐标系，而 $R^{\mathcal{AB}}$ 表示将……变换为……的旋转矩阵

[1]欧拉角用于描述航天器相对于固定坐标系的姿态。通过绕轴进行三次连续的内禀旋转，其旋转角度即为欧拉角，可以达到任意目标姿态。正规欧拉角在第一次和第三次基本旋转中使用相同的旋转轴，例如，$z - x' - z''$ 或 $x - y' - x''$。

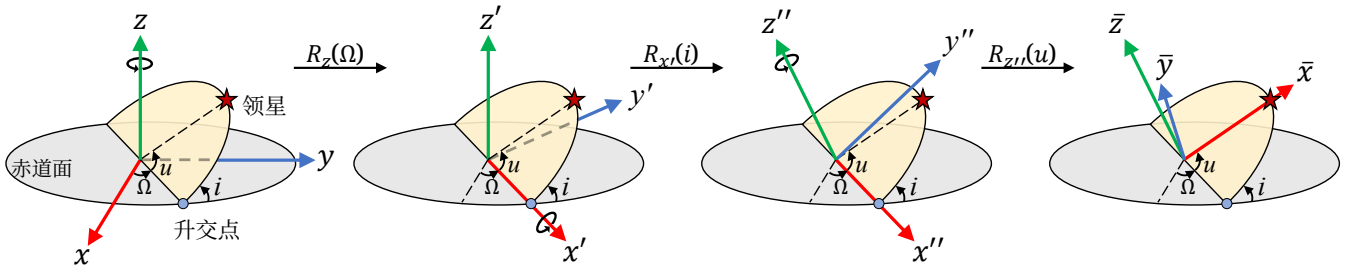

图2. 具有轴序列 $z-x'-z''$ 的坐标变换 C $\rightarrow$ C′ 的过程。该变换将领星在新坐标系 C′ 中的位置定位于 $\bar{x}-$ 轴上。

将坐标系 A 转换到坐标系 B。于是，坐标系 A 中任意点 X 的位置可在新坐标系 B 中重新表示为 $P_X^{\mathcal{B}} = (R^{\mathcal{A}\mathcal{B}})^{-1}P^{\mathcal{A}}X$。根据旋转矩阵 $R(\phi)$ 的逆矩阵为 $R^{-1}(\phi) = R(-\phi)$，终端在新坐标系 C' 中的位置表示为 $P^{C'}T = R^{-1}P^{C}T = R_z(-u)R_x(-i)R_z(-\Omega)P^{C}T$。

为简化记号，我们省略 $\mathrm{P}^{C'}$ x 中的上标 C′，即 $\mathrm{P}^{C'}$ x $\rightarrow \mathrm{P_X}$，因为此后我们只处理新坐标系 C′ 中的位置。

B. 距离特性

在线形编队中，如图 1 所示，跟随卫星沿着领星的轨道排列。得益于坐标变换，领星的轨道位于 $\bar{x}\bar{y}$ 平面内。因此，通过绕 $\bar{z}-$ 轴旋转领星的位置，即可轻松获得跟随卫星的位置，其中跟随卫星 F_n 的旋转角度由下式给出。

$$\Delta\theta_n = \begin{cases} \theta_{\mathrm{C}} - \frac{2\theta_{\mathrm{C}}}{N}(n-1), & \text{if } n \le \frac{N}{2}, \\ \theta_{\mathrm{C}} - \frac{2\theta_{\mathrm{C}}}{N}n, & \text{otherwise.} \end{cases} \tag{5}$$

跟随者 F_n 的位置由下式给出

$$\begin{aligned} \mathrm{P}_{\mathrm{F}_n} &= R_{\bar{z}}(\Delta\theta_n)\mathrm{P} \\ &= \begin{bmatrix} \cos\Delta\theta_n & -\sin\Delta\theta_n & 0 \\ \sin\Delta\theta_n & \cos\Delta\theta_n & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_{\mathrm{e}}+a \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (r_{\mathrm{e}}+a)\cos\Delta\theta_n \\ (r_{\mathrm{e}}+a)\sin\Delta\theta_n \\ 0 \end{bmatrix}. \end{aligned} \tag{6}$$

在圆形编队中，跟随卫星位于球冠的圆形边缘，如图 1 所示。跟随者 F_n 的位置可通过两次连续的外禀旋转来描述：i) 绕 $\bar{y}-$轴旋转 θ_{C}，以及 ii) 绕 $\bar{x}-$轴旋转 $\beta_0 + \frac{2\pi n}{N}$。这两次旋转对应的旋转矩阵分别为 $R_{\bar{y}}(\theta_{\mathrm{C}})$ 和 $R_{\bar{x}}\left(\beta_0 + \frac{2\pi n}{N}\right)$。跟随者 F_n 的位置由本页底部的式 (7) 给出。利用其位置

以及备注 2 中给出的终端位置和式 (6)、(7) 中跟随卫星的位置，可以很容易地求得终端与编队中跟随卫星之间的距离，但受篇幅限制，此处省略推导过程。这些距离将在下一小节用于计算路径损耗。

C. 中断概率

当接收信噪比低于信噪比阈值 γ_{th}时，终端会发生中断。从数学上说，系统的中断概率为

$$P_{\mathrm{out}} = \mathbb{P}[\gamma < \gamma_{\mathrm{th}}] = \mathbb{P}\left[\sum_i a_i H_i < \gamma_{\mathrm{th}}\right] \tag{8}$$

其中 $a_i = \frac{P_i G_{\mathrm{t}} \cdot G_i l_{N_0 W}}{N_0 W}{}^{i}$ 和 $H_i = |\tilde{h}_i|^2$。为进一步推导中断概率的表达式，我们首先令 $Y_i = a_i H_i$，并求出 Y_i的分布。 Y_i的累积分布函数（CDF）$i = \{,\mathrm{F}_1, \mathrm{F}_2, \cdots, \mathrm{F}_N\}$为

$$F_{Y_i}(x) = \mathbb{P}[Y_i < x] = \mathbb{P}\left[H_i < \frac{x}{a_i}\right] = \frac{\gamma\left(m_i, \frac{m_i x}{a_i}\right)}{\Gamma(m_i)}. \tag{9}$$

注意，随机变量 Y_i 仍然是一个缩放伽马随机变量，其服从Gamma分布，形状参数和率参数分别为 m_i 和 a_i/m_i，即 $Y_i \sim \Gamma\left(m_i, \frac{a_i}{m_i}\right)$.

T 为了获得中断概率的精确表达式，我们需要求出具有不同形状参数和尺度参数的独立伽马随机变量之和的分布。借助文献 [10] 中给出的该分布的闭式表达式，$\sum_i Y_i$ 的 PDF 为

$$f_{\sum_i Y_i}(x) = L\sum_{l=0}^{\infty} \frac{\delta_l x^{\rho+l-1} e^{-\frac{x}{q}}}{\Gamma(\rho+l)q^{\rho+l}} \tag{10}$$

其中，$L = \prod_i (qm_i/a_i)^{m_i}$, $\rho = \sum_i m_i$, $q = \min_i (a_i/m_i)$，且 δ_l可由 $\delta_l = \frac{1}{l}\sum_{j=1}^{l} j g_j \delta_{l-j}$递推得到，

$$\begin{aligned} \mathrm{P}_{\mathrm{F}_n} &= R_{\bar{x}}\left(\beta_0 + \frac{2\pi n}{N}\right) R_{\bar{y}}(\theta_{\mathrm{C}})\mathrm{P} \\ &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\left(\beta_0 + \frac{2\pi n}{N}\right) & -\sin\left(\beta_0 + \frac{2\pi n}{N}\right) \\ 0 & \sin\left(\beta_0 + \frac{2\pi n}{N}\right) & \cos\left(\beta_0 + \frac{2\pi n}{N}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\theta_{\mathrm{C}} & 0 & \sin\theta_{\mathrm{C}} \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin\theta_{\mathrm{C}} & 0 & \cos\theta_{\mathrm{C}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_{\mathrm{e}}+a \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (r_{\mathrm{e}}+a)\cos\theta_{\mathrm{C}} \\ (r_{\mathrm{e}}+a)\sin\left(\beta_0 + \frac{2\pi n}{N}\right)\sin\theta_{\mathrm{C}} \\ (r_{\mathrm{e}}+a)\cos\left(\beta_0 + \frac{2\pi n}{N}\right)\sin\theta_{\mathrm{C}} \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{7}$$

$g_j = \sum_i \binom{m_i}{j}\left(1-\frac{qm_i}{a_i}\right)^j$和 $\delta_0 = 1$。利用该 PDF，可以进一步推导出中断概率

$$\begin{aligned} P_{\text{out}} &= \int_0^{\gamma_{\text{th}}} f_{\sum_i Y_i}(x)dx \\ &= L\sum_{l=0}^{\infty}\frac{\delta_l}{\Gamma(\rho+l)q^{\rho+l}}\int_0^{\gamma_{\text{th}}} x^{\rho+l-1}e^{-\frac{x}{q}}dx \\ &\overset{(a)}{=} L\sum_{l=0}^{\infty}\frac{\delta_l}{\Gamma(\rho+l)}\int_0^{\gamma_{\text{th}}/q} t^{\rho+l-1}e^{-t}dt \overset{(b)}{=} L\sum_{l=0}^{\infty}\frac{\delta_l\gamma(\rho+l,\frac{\gamma_{\text{th}}}{q})}{\Gamma(\rho+l)} \end{aligned} \tag{11}$$

其中，(a) 由变量替换 $t = x/q$ 得出，(b) 则由下不完全 Gamma函数的定义得出。式 (11) 是精确的，但需要进行无穷求和才能获得准确结果，其精度取决于伽马随机变量 [10] 的尺度参数和形状参数。因此，为了准确计算，可能需要进行大量求和。

相反，我们基于矩匹配近似找到了一个更简单的中断概率表达式。设随机变量 X 服从 Gamma分布 $\Gamma(k,\Theta)$。则 X 的均值和方差分别为 $\mu = k\Theta$ 和$\sigma^2 = k\Theta^2$。Gamma随机变量的形状参数和尺度参数可分别用 μ 和 σ^2 表示为 $k = \mu^2/\sigma^2$ 和 $\Theta = \sigma^2/\mu$。由于 Gamma随机变量 $Y_i \sim \Gamma\left(m_i, \frac{a_i}{m_i}\right)$ 彼此独立，它们的和，即 $\sum_i Y_i$，其均值为 $\mu_\sum = \sum_i \mathbb{E}[Y_i] = \sum_i a_i$ $\sigma_\sum^2 = \sum_i$ $[Y_i] =$, $\sum_i \frac{a_i^2}{m_i}$

方差为 **Var**。由此，我们可以找到一个 Gamma随机变量 $Z \sim \Gamma(\bar{k},\bar{\Theta})$，使其与 $\sum_i Y_i$ 具有相同的一阶和二阶矩，其中

$$\bar{k} = \frac{\mu_\sum^2}{\sigma_\sum^2} = \frac{(\sum_i a_i)^2}{\sum_i a_i^2/m_i} \tag{12}$$

and

$$\bar{\Theta} = \frac{\sigma_\sum^2}{\mu_\sum} = \frac{\sum_i a_i^2/m_i}{\sum_i a_i}. \tag{13}$$

利用该矩匹配分布，可以直接得到近似的中断概率：

$$P_{\text{out}} \approx P_{\text{out}}^{\text{MM}} = \mathbb{P}[Z < \gamma_{\text{th}}] = \frac{\gamma(\bar{k},\gamma_{\text{th}}/\bar{\Theta})}{\Gamma(\bar{k})}. \tag{14}$$

现在我们考察高信噪比区域的性能表现，并求得分集阶数。设卫星的功率为 $P = P_{\text{F}_1} = \cdots = P_{\text{F}_n} = P \to \infty$。则 $\Theta \to \infty$。由$\lim_{x\to 0}\gamma(a,\ x) \approx x^a/a$ [11]这一事实可知，式（14）中的中断概率渐近地变为

$$P_{\text{out}}^{\text{HS}} = \lim_{P\to\infty} P_{\text{out}}^{\text{MM}} \approx \frac{(\gamma_{\text{th}}/\bar{\Theta})^{\bar{k}}}{\bar{k}\Gamma(\bar{k})}. \tag{15}$$

为了分析分集阶数，我们令 $a_i = P\bar{a}_i$。那么，当 $P \to \infty$ 时，k 收敛为

$$\bar{k}^\infty = \lim_{P\to\infty}\bar{k} = \lim_{P\to\infty}\frac{(P\sum_i \bar{a}_i)^2}{P^2\sum_i \bar{a}_i^2/m_i} = \frac{(\sum_i \bar{a}_i)^2}{\sum_i \bar{a}_i^2/m_i}. \tag{16}$$

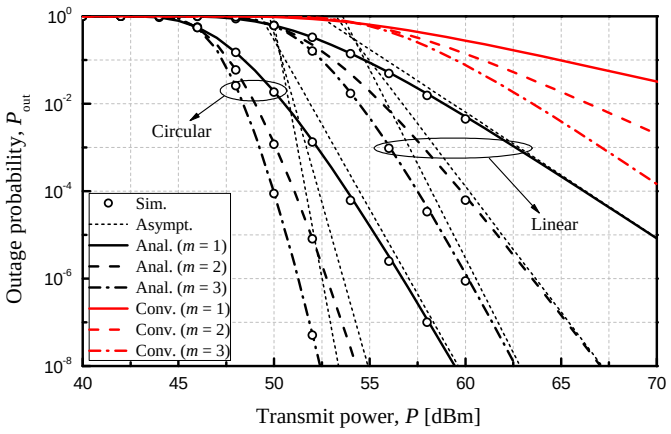

图 3. 不同 Nakagami 参数下，中断概率随发射功率的变化，其中 $a = 600$ km、 $i = 90$ deg、 $u = 30$ deg 和 $\Omega = 130$ deg。

分集阶数则表示为

$$\text{DO} = -\lim_{P\to\infty}\frac{\log P_{\text{out}}^{\text{HS}}}{\log P} \overset{(a)}{=} \lim_{P\to\infty}\frac{\bar{k}\log\bar{\Theta}}{\log P} \overset{(b)}{=} \bar{k}^\infty \tag{17}$$

其中，(a)由$\bar{k}\log\gamma_{\text{th}}\log P \to 0$在 $P \to \infty$时成立这一事实得到，而(b)则由以下结果得到

$$\log\bar{\Theta} = \log\left(P^2\sum_i \frac{\bar{a}_i^2}{m_i}\right) - \log\left(P\sum_i \bar{a}_i\right) = \log P + \text{const.} \tag{18}$$

注 3. 式(17) （或(16)）给出的分集阶数取决于收发器和信道参数。如果所有卫星的这些参数均相同，则分集阶数可简化为$\frac{m(\sum_i d_i^{-\alpha\ 2})}{\sum_i d_i^{-2\alpha}}$，它是 *Nakagami* 参数$m$ 和距离 d_i的函数。这说明了第 *III-B* 节所给距离表征的重要性。

IV. 仿真结果

本节通过以下仿真参数对推导结果进行数值验证：地球半径$r_{\text{e}} = 6378$ km，光速 $c = 3\times10^5$ km/s，噪声谱密度 $N_0 = -174$ dBm/Hz，载波频率$f_c = 2$ GHz，路径损耗指数 $\alpha_i = 3$，发射和接收天线增益 $\{G_{\text{t},\ i},\ G_{\text{r}}\} = \{10,\ 0\}$ dBi，以及带宽 $W = 1$ MHz。我们假设终端位于韩国首尔，其纬度和经度分别为 37 度和 127 度。此外，我们将第一颗跟随卫星的角度偏移设为 $\beta_0 = 0$ deg，簇大小设为 $\theta_{\text{C}} = 1$deg，卫星之间的最小距离设为 $d_0 = 100$ km，信噪比阈值设为 $\gamma_{\text{th}} = -10$ dB。在此设置下，线形簇和圆形编队中的跟随卫星最大数量分别为 $N_{\max}^{\text{lin}} = 2$ 和 $N_{\max}^{\text{cir}} = 7$。解析结果来自式 (14) 中的近似表达式，渐近线则来自式 (15) 中的渐近表达式。

图3展示了在不同Nakagami参数下，卫星集群中卫星的中断概率随发射功率的变化关系。我们的分析结果与仿真结果吻合良好，渐近线能够准确描述高信噪比区域的渐近行为。卫星簇的性能优于传统系统（图中记为

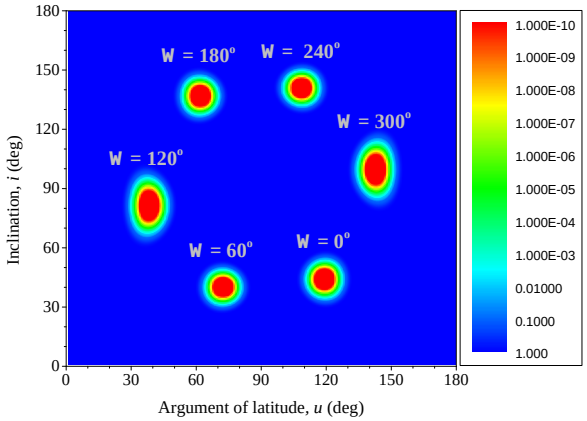

图 4. $a = 600$ km 时，不同 RAAN 下的中断概率随倾角和纬度幅角的变化。

Conv.），在传统系统中，仅有一颗卫星为终端提供服务，即 $N = 0$。在传统系统中部署更多卫星同样可以提升性能，但由于严重的星间干扰，这种提升存在固有局限。因此，当未来将发射大量卫星时，采用卫星集群将是非常有效的解决方案 [5]。卫星的发射功率越高，中断概率越低 P，因为更高的发射功率会提升终端处的信噪比。随着 Nakagami参数 m 增大，中断性能得到改善，因为 m 值越高，表明卫星—终端信道中的衰落越不严重。研究还表明，圆形编队的性能优于线性编队，因为在卫星之间最小距离一定的情况下，圆形编队比线性编队具有更高的空间利用效率。

图 4 展示了中断概率与三个轨道要素的关系：倾角 i、纬度幅角 u 和 RAAN Ω。给定其中任一要素，其他要素均存在特定范围，使中断概率满足目标值。例如，当 $\{\Omega, i\} = \{0, 43\}$ 度时，在 $i \in [109, 128]$ 度范围内，中断概率可低于 0.1。根据这一观察，我们可以通过不同的轨道要素组合设计卫星簇的轨道，从而持续为指定区域提供服务。此外，RAAN 转动 180 度会使升交点和降交点互换，因此中断性能似乎关于点 $(u, i) = (90, 90)$ 度对称。

V. 结论

本文对线形或圆形编队中的卫星集群所构成的卫星下行通信系统进行了有效的性能分析。通过进行坐标变换并采用最大比传输预编码，我们推导了 Nakagami衰落下中断概率的精确表达式。我们还利用二阶矩匹配得到了更简单的近似表达式，并分析了高信噪比区域内中断性能的渐近行为。解析结果通过蒙特卡洛仿真得到了验证，预计将有助于评估基于卫星集群的通信系统性能以及可靠性设计可用的卫星簇。

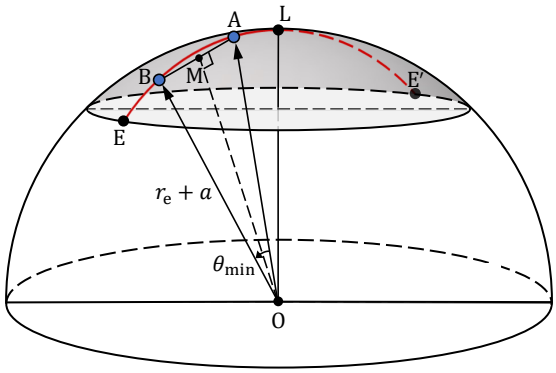

图 5. 线形编队中相邻两颗卫星间隔 d_0。

附录

假设线形编队中相邻的两个跟随卫星 A 和 B 之间的距离为最小距离 d_0，如图 5 所示，其中 θ_{min} 表示 A 和 B 之间为保持最小距离所需的最小夹角。设 M 为两颗卫星之间的中点。则 θ_{min} 可利用勾股定理求得，即 $\theta_{min} = 2\angle = 2\text{AOM} \sin^{-1}\left(\frac{d_0}{2(r_e+a)}\right)$，而 $\overset{\frown}{\text{A}}$ 与 B 之间的弧长为 $\overset{\frown}{\text{AB}} = (r_e + a)\theta_{min}$。设 E 和 E′表示参考轨道与球冠圆形边缘（图 5 中的阴影区域）的两个交点。那么，跟随卫星的最大数量为可部署在 EL 上的跟随卫星数量的两倍，即 $N_{max}^{lin} = 2\left\lfloor \frac{\overset{\frown}{\text{EL}}}{\overset{\frown}{\text{AB}}} \right\rfloor = 2\left\lfloor \frac{\theta_C}{\theta_{min}} \right\rfloor$。类似地，我们可以利用圆形边缘的周长，即 $2\pi(r_e + a) \sin \theta_C$，求得圆形编队中跟随卫星的最大数量，即 $N_{max}^{cir} = \left\lfloor \frac{2\pi(r_e+a)\sin\theta_C}{\overset{\frown}{\text{AB}}} \right\rfloor = \left\lfloor \frac{2\pi}{\sin\theta_{min}\theta_C} \right\rfloor$。

参考文献

[1] 3GPP TR 38.811 v15.4.0，《支持非地面网络的 NR 研究》，2020 年 9 月。[2] 3GPP TR 38.821 v16.0.0，《支持非地面网络（NTN）的 NR 解决方案》，2019 年 12 月。[3] N. Pachler、I. del Portillo、E. F. Crawley 和 B. G. Cameron，《用于提供全球宽带的四种低地球轨道卫星星座系统的最新比较》，*Proc. IEEEICC Workshops*，加拿大魁北克省蒙特利尔，2021 年 6 月，第 1–7 页。[4] G.-P. Liu 和 S. Zhang，《小卫星编队控制综述》，*Proc. IEEE*，第 106 卷第 3 期，第 440–457 页，2018 年 3 月。[5] D.-H. Jung、G. Im、J.-G. Ryu、S. Park、H. Yu 和 J. Choi，《非地面网络的卫星集群：概念、架构与应用》，*IEEE Veh. Technol. Mag.*，doi: 10.1109/MVT.2023.3262360。[6] R. J. Barton，《利用小卫星星座实现分布式 MIMO 通信》，载于 *IEEE International Conference on Wireless for Space and Extreme Environments*，荷兰诺德韦克，2014 年 10 月，第 1–7 页。[7] Q.-Y. Yu、W.-X. Meng、M.-C. Yang、L.-M. Zheng 和 Z.-Z. Zhang，《空间信息网络中分布式卫星簇的虚拟多波束成形》，*IEEE Wireless Commun.*，第 23 卷第 1 期，第 95–101 页，2016 年 2 月。[8] A. M. Popov *et al.*，《小卫星编队运动控制系统的开发与仿真》，*Electronics*，第 10 卷第 24 期，2021 年，文章编号 3111。[9] J. Park、J. Choi 和 N. Lee，《一种可处理的下行卫星网络覆盖分析方法》，*IEEE Trans. Wireless Commun.*，第 22 卷第 2 期，第 793–807 页，2023 年 2 月。[10] P. G. Moschopoulos，《独立伽马随机变量之和的分布》，*Ann. Inst. Statist. Math.*，第 37 卷，第 541–544 页，1985 年。[11] Z. Ding、R. Schober 和 H. V. Poor，《基于信号对齐的 NOMA 下行链路和上行链路传输通用 MIMO 框架》，*IEEE Trans. Wireless Commun.*，第 15 卷第 6 期，第 4438–4454 页，2016 年 6 月。