低轨卫星通感一体化系统中的隐蔽通信传输方案

朱政宇[①②] 欧阳泽彬[③] 潘高峰[④] 王 帅[④] 孙钢灿*[①] 楚 征[⑤] 郝凤宇[⑥]

[①](郑州大学电气与信息工程学院 郑州 450001)

[②](西安电子科技大学空天地一体化综合业务网全国重点实验室 西安 710071)

[③](郑州大学网络空间安全学院 郑州 450002)

[④](北京理工大学网络空间安全学院 北京 100081)

[⑤](宁波诺丁汉大学电气与电子工程系 宁波 315100)

[⑥](北京天融信网络安全技术有限公司 北京 100085)

摘 要：该文考虑一种低轨(LEO)卫星通感一体化系统中的隐蔽通信传输方案，在确保系统的感知性能不低于预设阈值的同时，利用雷达波束干扰监听者，提高卫星通信的隐蔽性。首先，提出了LEO卫星通感一体化系统的系统模型，分析了系统中的隐蔽性约束。其次，在此基础之上，构建了以最大化多用户隐蔽通信速率总和为目标函数，以卫星功率上限、雷达功率上限、感知性能下限和隐蔽性要求为约束的优化问题。该优化问题非凸且变量耦合严重，无法直接求解，可以采用交替优化算法和连续凸近似(SCA)算法等方式对原问题进行转换和迭代求解。最后仿真结果表明，与无雷达波束干扰的卫星隐蔽通信系统相比，所提出的有雷达波束干扰的系统能够有效降低监听者的检测性能，从而提高通信的隐蔽性和速率。

关键词：卫星通信；通感一体化；隐蔽通信；连续凸近似(SCA)

中图分类号：TN927.2 **文献标识码**：A **文章编号**：1009-5896(2025)10-3538-11

DOI: 10.11999/JEIT250208 **CSTR**: 32379.14.JEIT250208

1 引言

随着全球化进程加速，全球范围内的通信需求日益增长，但在沙漠、海洋和天空等区域，传统地面通信难以有效覆盖，而卫星通信因为其机动灵活、通信频带宽和通信容量大等特点，成为能有效覆盖这些区域，且在经济上和技术上都可行的解决方案[1]。然而，由于卫星通信信道开放性的特点，导致卫星通信信号在空间中传输时，容易被监听者拦截或窃听，所以存在通信安全隐患。保证无线通信安全的传统方式主要有物理层安全技术和信息加密技术等等，这些技术的特点是应用加密协议或信道编码的手段来保证通信的安全，然而只要有足够的计算能力和截取到足够多的密文信息，那么发送方发送的信号信息在统计上仍然是有可能被破解的[2]。在这样的情况下，如何使监听者难以判断通信行为是否发生了显得十分重要，于是“低概率检测通信”这一概念在文献[3]中被首次提出，并且研究了在加性高斯白噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN)信道下的隐蔽传输容量。

近年来，众多专家学者对不同场景下的隐蔽通信进行了广泛的研究，文献[4]研究了AWGN信道下有限块长度的延迟不耐受隐蔽通信，揭示了该场景下信道使用次数和隐蔽信息传输量的关系。文献[5]研究了智能反射面(Intelligent Reflecting Surface, IRS)辅助和人工噪声增强的无线隐蔽通信，利用人工噪声干扰监听者的检测，利用智能反射面来提高隐蔽传输速率。文献[6]研究了泊松分布干扰源场下的隐蔽通信，在该场景下监听者和接收方会受到不确定的散粒噪声影响，在干扰水平较低且与接收方噪声相当时，隐蔽通信吞吐量会随着干扰源密度提高而提高。文献[7]研究了超密集低轨(Low Earth Orbit, LEO)卫星系统中的隐蔽通信技术，通过利用卫星传输旁瓣泄露形成的聚合干扰不确定性来隐藏无线信号，防止被监听方检测到。文献[8]研究了基于认知干扰机的隐蔽通信，认知干扰机感知发送方的传输状态，并根据感知结果动态决策是否发射干扰信号，干扰机的认知功能可以有效提高隐蔽通信速率。文献[9]研究了一种与地面基站协作

收稿日期：2025-03-27；改回日期：2025-05-09；网络出版：2025-05-22

*通信作者： 孙钢灿 iegcsun@zzu.edu.cn

基金项目：西安电子科技大学空天地一体化综合业务网全国重点实验室(ISN25-24)，河南省高校科技创新人才支持计划(23HASTIT019)，河南省自然科学基金(232300421097)，宁波市自然科学基金(2024J233)

Foundation Items: The State Key Laboratory of Integrated Services Networks (ISN25-24, Xidian University), The Program for Science Technology Innovation Talents in Universities of Henan Province (23HASTIT019), The Natural Science Foundation of Henan Province (232300421097), Ningbo Natural Science Foundation (2024J233)

的卫星隐蔽通信网络，利用地面基站作为干扰机干扰监听者的检测，从而提高系统的隐蔽速率。

相比于地面通信系统，卫星通信系统下的隐蔽通信更加复杂，因为卫星的移动性(尤其是LEO卫星)可能导致信道参数动态变化，导致难以将传输波束精确对准接收方，从而无法很好地保证通信的隐蔽性。感知通信一体化(Integrated Sensing And Communication, ISAC)技术的出现为这个问题提供了一个可行的解决方案，因为ISAC中的感知功能可以监测周围环境，识别潜在的威胁或监听者，从而动态调整通信参数，比如频率、功率和波束方向等，以减少被检测到的可能性[10]。ISAC系统还可通过感知环境噪声特性，生成匹配该噪声特征的人工噪声辅助隐蔽通信，从而降低通信被检测到的概率。

ISAC的实现机制主要可以分为两种，一种是双功能雷达通信(Dual-Functional Radar and Communication, DFRC)，另一种是雷达与通信共存(Radar-Communication Coexistence, RCC)[11]。DFRC通过单一共享硬件平台发射统一设计的信号，同时实现通信与雷达感知功能，具有低功耗和小型化的特点，但设计复杂阻碍了实际应用[12]。RCC中，通信系统和雷达系统独立部署，通过协作式频谱/空间资源共享实现共存，应用更加广泛。文献[13]提出了一种IRS辅助ISAC系统安全资源分配算法，利用IRS和干扰机来提高系统的物理层安全。文献[14]研究了一种集成感知与通信的LEO卫星安全通信系统，利用感知能力提高系统安全性，通过感知功能，卫星可更精确估计潜在监听者的角度信息，从而提高系统安全性能和传输速率。文献[15]研究了已知监听者信道状态信息(Channel State Information, CSI)和未知监听者CSI两种情况下，RCC系统的物理层安全，利用雷达信号干扰监听者的检测，从而提高系统的安全性能。文献[16]提出了一种基于ISAC的隐蔽通信系统，其中雷达既执行目标感知任务，又与合法用户进行隐蔽通信，文章对用于传感和通信的双功能波束进行优化设计，从而最大化系统的隐蔽吞吐量，并且进一步推导了利用半正定松弛(SemiDefinite Relaxation, SDR)方法解决隐蔽波束成形设计问题的充分条件。文献[17]提出了一种认知无线电网络中的隐蔽通信方案，该方案设计新颖，其中次级发射机借助同质泊松点分布的干扰机掩护和次级接收机进行隐蔽通信，该方案与无干扰机的方案相比，可显著提高有效隐蔽速率。受到以上研究启发，本文提出LEO卫星通感一体化系统中的隐蔽通信传输方案，主要贡献如下：

(1)提出了LEO卫星通感一体化系统的系统模型，分析了系统中的隐蔽性约束。构建了系统中的隐蔽通信优化问题，在满足卫星发射功率约束、雷达发射功率约束、隐蔽性约束和雷达感知性能约束的前提下，联合设计卫星的波束成形、雷达的波束成形和雷达接收端的滤波器来最大化多个Bob的隐蔽通信速率总和。

(2)上述优化问题非凸且变量耦合严重，难以直接求解。首先，利用交替优化算法将原优化问题分解为两个子问题，再利用SDR和连续凸近似(Successive Convex Approximation, SCA)方法将其中一个子问题转为凸问题，利用CVX等凸优化工具对该问题求解，再将得到的确定解代入到另一子问题中求解，从而得到原问题的确定解。

(3)仿真结果验证了所提出算法的有效性和收敛性，表明了与无雷达波束干扰的系统相比，提出的有雷达波束干扰的系统可以有效提高系统中通信的隐蔽性和速率。

2　系统模型

2.1　考虑的场景与假设

考虑一种LEO卫星通感一体化系统中的隐蔽通信传输方案，如图1所示，系统中包含1个LEO卫星(Alice)，1个雷达，K个用户(Bob)，1个监听者(Eve)。其中Alice配备N根天线，采用均匀平面阵列(Uniform Planar Array, UPA)组织天线，雷达配备M根天线，采用均匀线性阵列(Uniform Linear Array, ULA)组织天线，Bob和Eve均配备单天线，雷达用于感知Eve的信息，同时雷达发射信号也可作为人工噪声对Eve的检测性能产生影响。

系统中Eve采用能量检测和辐射计来检测Alice和Bob之间的通信，Alice借助雷达波束对Eve的干

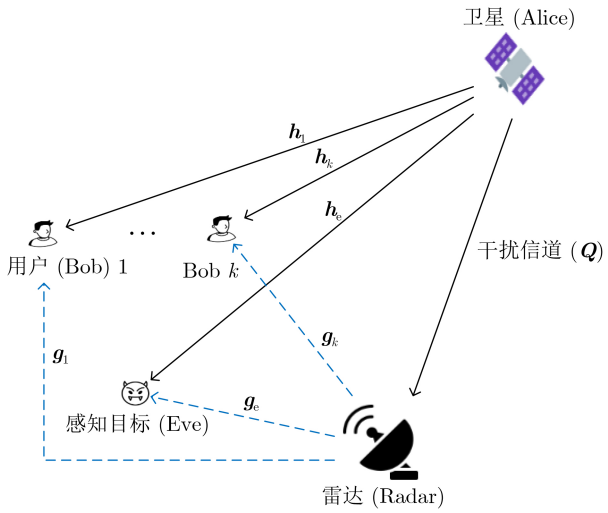

图 1 LEO卫星通感一体化系统

扰，可以在有限范围内提高自己的发射功率，同时Alice发送的信号也会对雷达的感知性能造成一定影响。

假设Eve的不完美CSI已知，因为Eve可以是系统中怀有恶意的合法用户，在Eve的不完美CSI已知的前提下，本文通过联合优化卫星波束成形、雷达波束成形、雷达接收端滤波器来实现隐蔽通信和确保雷达感知的性能；同时，本文提出利用系统中的雷达波束干扰Eve的信号检测，从而增强通信的隐蔽性和速率。

2.2 信道模型

2.2.1 卫星信道模型

基于LEO卫星采用的单播通信模型，在时刻t和频率f下Alice和第k个Bob之间的信道为

$$\boldsymbol{h}_k = \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi\left(tv_k - f\tau_k^{\min}\right)} g_k \boldsymbol{a}_k(f) \tag{1}$$

其中，$\boldsymbol{h}_k \in \mathbb{C}^N$，$v_k$是卫星移动所造成的多普勒频移，$\tau_k^{\min}$是Alice到第$k$个Bob所有传播路径下的最小传播延迟，在合适的时间和频率的同步下，可以有$tv_k = f\tau_k^{\min}$。需要注意的是，在LEO卫星和用户的相对位置未发生显著变化的一段时间内，信道参数可以看作是不变的。由于LEO卫星与地面用户的距离相对较远，传播延迟$\tau_k^{\min}$也比地面无线信道要大一些，且对于不同传播路径上的用户，因卫星高速移动而导致的多普勒频移v_k可以看作是相同的。g_k是卫星信道增益，服从莱斯衰落分布，可以被建模成莱斯因子为k_k和莱斯功率为γ_k的莱斯随机变量。g_k也可以是实部与虚部独立同分布的复高斯分布随机变量，其分布的均值μ和方差s要满足

$$\mu = \sqrt{\frac{k_k\gamma_k}{2(k_k+1)}}, s = \frac{\gamma_k}{2(k_k+1)} \tag{2}$$

$\boldsymbol{a}_k(f) = \boldsymbol{a}_x(f,u_k) \otimes \boldsymbol{a}_y(f,v_k)$为卫星天线阵列对第$k$个Bob的响应向量，有

$$\boldsymbol{a}_x(f,u_k) = \frac{1}{\sqrt{N_x}}\left[1,\cdots,\mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{2\pi f(N_x-1)d}{\mathrm{c}}u_k}\right] \tag{3a}$$

$$\boldsymbol{a}_y(f,v_k) = \frac{1}{\sqrt{N_y}}\left[1,\cdots,\mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{2\pi f(N_y-1)d}{\mathrm{c}}v_k}\right] \tag{3b}$$

其中，c指光速，d指天线阵列中天线间的间隔，而$u_k = \cos\theta_k\cos\varphi_k$，$v_k = \cos\theta_k\sin\varphi_k$，$\varphi_k$是第$k$个Bob对卫星的方位角，$\theta_k$是第$k$个Bob对卫星的俯仰角。

在时刻t和频率f下Alice和Eve之间的信道为

$$\boldsymbol{h}_{\mathrm{e}} = \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi\left(tv_k - f\tau_{\mathrm{e}}^{\min}\right)} g_k \boldsymbol{a}_{\mathrm{e}}(f) \tag{4}$$

其中，$\boldsymbol{h}_{\mathrm{e}} \in \mathbb{C}^N$，$\tau_{\mathrm{e}}^{\min}$是Alice到Eve所有传播路径下的最小传播延迟，$\boldsymbol{a}_{\mathrm{e}}(f) = \boldsymbol{a}_x(f,u_{\mathrm{e}}) \otimes \boldsymbol{a}_y(f,v_{\mathrm{e}})$为卫星天线阵列对Eve的响应向量，有

$$\boldsymbol{a}_x(f,u_{\mathrm{e}}) = \frac{1}{\sqrt{N_x}}\left[1,\cdots,\mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{2\pi f(N_x-1)d}{\mathrm{c}}u_{\mathrm{e}}}\right] \tag{5a}$$

$$\boldsymbol{a}_y(f,v_{\mathrm{e}}) = \frac{1}{\sqrt{N_y}}\left[1,\cdots,\mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{2\pi f(N_y-1)d}{\mathrm{c}}v_{\mathrm{e}}}\right] \tag{5b}$$

其中，$u_{\mathrm{e}} = \sin\theta_{\mathrm{e}}\cos\phi_{\mathrm{e}}$，$v_{\mathrm{e}} = \cos\theta_{\mathrm{e}}$。

由于卫星的高速移动特性，一般的卫星通信系统中，地面节点到卫星的角度信息并不完美，所以传输的波束很难精确指向地面节点，一般通信效率较低，因此本文采用角度估计的方式来对Bob到卫星的角度进行建模，如

$$\theta_k = \hat{\theta}_k + \bar{\theta}_k + \tilde{\theta}, \phi_k = \hat{\phi}_k + \bar{\phi}_k + \tilde{\phi} \tag{6a}$$

$$\theta_{\mathrm{e}} = \hat{\theta}_{\mathrm{e}} + \bar{\theta}_{\mathrm{e}} + \tilde{\theta}, \phi_{\mathrm{e}} = \hat{\phi}_{\mathrm{e}} + \bar{\phi}_{\mathrm{e}} + \tilde{\phi} \tag{6b}$$

其中，$\hat{\theta}_i$和$\hat{\phi}_i$是θ_i和ϕ_i的估计值，$\bar{\theta}_i$和$\bar{\phi}_i$则是θ_i和ϕ_i的估计误差，$\bar{\theta}_i$和$\bar{\phi}_i$服从均匀分布，有$\bar{\theta}_i \sim \mathbb{U}[\theta_{\mathrm{L}},\theta_{\mathrm{U}}]$和$\bar{\phi}_i \sim \mathbb{U}[\phi_{\mathrm{L}},\phi_{\mathrm{U}}]$。$\tilde{\theta}$和$\tilde{\phi}$是由于卫星高度抖动引起的角度偏差，$\tilde{\theta}$和$\tilde{\phi}$相对于$\hat{\theta}_i$，$\hat{\phi}_i$和$\bar{\theta}_i$，$\bar{\phi}_i$可以被忽略。$i \in \{\mathrm{e},k\}$。

2.2.2 地面信道模型

系统中雷达到第k个Bob的信道为

$$\boldsymbol{g}_k = \sqrt{\beta_k d_k^{-\alpha}}\tilde{\boldsymbol{g}} \tag{7}$$

其中，β_k是雷达到第k个Bob的单位距离信道增益，d_k是雷达到第k个Bob的距离。$\tilde{\boldsymbol{g}}$表示信道的瑞利衰落，有$\tilde{\boldsymbol{g}} \sim \mathcal{CN}(0,\sigma^2\boldsymbol{I})$，($\boldsymbol{I}$表示单位矩阵)。$\alpha$是信道的路径损失系数。$\boldsymbol{g}_k \in \mathbb{C}^M$。

系统中雷达到Eve的信道为

$$\boldsymbol{g}_{\mathrm{e}} = \sqrt{\beta_{\mathrm{e}} d_{\mathrm{e}}^{-\alpha}}\tilde{\boldsymbol{g}} \tag{8}$$

其中，β_{e}是雷达到Eve的单位距离信道增益，d_{e}是雷达到Eve的距离。$\boldsymbol{g}_{\mathrm{e}} \in \mathbb{C}^M$。

2.3 通信模型

系统中第k个Bob接收到的信号可以写成

$$y_k = \boldsymbol{h}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}\boldsymbol{s} + \boldsymbol{g}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{F}\boldsymbol{c} + n_k \tag{9}$$

其中，$\boldsymbol{W} \triangleq [\boldsymbol{w}_1,\boldsymbol{w}_2,\cdots,\boldsymbol{w}_K] \in \mathbb{C}^{N\times K}$是卫星的波束成形矩阵，$\boldsymbol{w}_k$是第$k$个Bob的波束成形向量。$\boldsymbol{s} \in \mathbb{C}^K$是卫星给Bob发送的符号向量，有$\mathbb{E}\{\boldsymbol{s}\boldsymbol{s}^{\mathrm{H}}\} = \boldsymbol{I}_K$。$\boldsymbol{F} \in \mathbb{C}^{M\times M}$是雷达的波束成形矩阵，$\boldsymbol{c} \in \mathbb{C}^M$是雷达发送的波束，有$\mathbb{E}\{\boldsymbol{c}\boldsymbol{c}^{\mathrm{H}}\} = \boldsymbol{I}_M$。$n_k \sim \mathcal{CN}(0,\sigma_k^2)$为信道的AWGN。本文假设符号向量$\boldsymbol{s}$和雷达波束$\boldsymbol{c}$在统计上相互独立。由此，可以通过计算得到第$k$个Bob的SINR，如式(10)

$$\mathrm{SINR}_k = \frac{|\boldsymbol{h}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_k|^2}{\sum\limits_{j\neq k}^{K}|\boldsymbol{h}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_j|^2 + ||\boldsymbol{g}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{F}||^2 + \sigma_k^2} \tag{10}$$

在隐蔽通信中，Eve要检测Alice是否与Bob发生了通信，所以系统中Eve接收到的信号可以写成

$$y_{\mathrm{e}}=\begin{cases}\mathcal{H}_0:\boldsymbol{g}_{\mathrm{e}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{F}\boldsymbol{c}+n_{\mathrm{e}}\\ \mathcal{H}_1:\boldsymbol{h}_{\mathrm{e}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}\boldsymbol{s}+\boldsymbol{g}_{\mathrm{e}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{F}\boldsymbol{c}+n_{\mathrm{e}}\end{cases}\tag{11}$$

其中，假设$\mathcal{H}_1$代表Eve检测到了Alice和Bob发生了通信，假设$\mathcal{H}_0$代表Eve未检测到Alice和Bob发生了通信。由此可以得到Eve在假设$\mathcal{H}_1$下对第k个Bob的SINR，如式(12)

$$\mathrm{SINR}_k^{\mathrm{e}}=\frac{|\boldsymbol{h}_{\mathrm{e}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_k|^2}{\sum\limits_{j\neq k}^{K}|\boldsymbol{h}_{\mathrm{e}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_j|^2+||\boldsymbol{g}_{\mathrm{e}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{F}||^2+\sigma_{\mathrm{e}}^2}\tag{12}$$

在隐蔽通信中，通常采用Eve的检测错误概率来评价Eve的检测性能，则Eve的检测错误概率可以写成

$$\mathcal{P}_{\mathrm{e}}=\mathcal{P}\left(\mathcal{H}_0\right)\mathcal{P}\left(D_1|\mathcal{H}_0\right)+\mathcal{P}\left(\mathcal{H}_1\right)\mathcal{P}\left(D_0|\mathcal{H}_1\right)\tag{13}$$

$\mathcal{P}\left(\mathcal{H}_0\right)$和$\mathcal{P}\left(\mathcal{H}_1\right)$分别是$\mathcal{H}_0$和$\mathcal{H}_1$发生的先验概率，本文假设$\mathcal{P}\left(\mathcal{H}_0\right)$和$\mathcal{P}\left(\mathcal{H}_1\right)$均为0.5，这样的假设在隐蔽通信研究方向的文献中被广泛采用[18,19]。$\mathcal{P}\left(D_1|\mathcal{H}_0\right)$和$\mathcal{P}\left(D_0|\mathcal{H}_1\right)$分别是Eve的误检和漏检的概率，$D_1$表示Eve检测到了Alice和Bob发生了通信，$D_0$表示Eve没检测到Alice和Bob发生了通信。Eve总希望能够使检测错误概率尽量小，通常Eve可以采用似然比检验的方式来最小化其检测错误概率[20]，如式(14)

$$\frac{p_1\left(y_{\mathrm{e}}\right)}{p_0\left(y_{\mathrm{e}}\right)}\underset{<}{\overset{\geq}{}}\underset{D_0}{\overset{D_1}{}}1\tag{14}$$

其中，$p_1\left(y_{\mathrm{e}}\right)$和$p_0\left(y_{\mathrm{e}}\right)$分别是$y_{\mathrm{e}}$在假设$\mathcal{H}_1$和$\mathcal{H}_0$下的概率函数，表达式为

$$p_1\left(y_{\mathrm{e}}\right)=\frac{1}{\pi\lambda_1}\exp\left(-\frac{|y_{\mathrm{e}}|^2}{\lambda_1}\right)\tag{15a}$$

$$p_0\left(y_{\mathrm{e}}\right)=\frac{1}{\pi\lambda_0}\exp\left(-\frac{|y_{\mathrm{e}}|^2}{\lambda_0}\right)\tag{15b}$$

其中，$\lambda_1=||\boldsymbol{h}_{\mathrm{e}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}||^2+\left\|\boldsymbol{g}_{\mathrm{e}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{F}\right\|^2+\sigma_{\mathrm{e}}^2,\lambda_0=||\boldsymbol{g}_{\mathrm{e}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{F}||^2+\sigma_{\mathrm{e}}^2$。

隐蔽通信场景下，一般采用$\mathcal{P}_{\mathrm{e}}\geq1-\varepsilon$作为系统的隐蔽约束，$\varepsilon>0$可以任意小。可以用$p_1\left(y_{\mathrm{e}}\right)$和$p_0\left(y_{\mathrm{e}}\right)$之间的总变差距离$\mathcal{V}_{\mathrm{T}}(p_0,p_1)$表示最佳检测错误概率$\mathcal{P}_{\mathrm{e}}^*$，表达式为

$$\mathcal{V}_{\mathrm{T}}(p_0,p_1)=\frac{1}{2}\left\|p_0\left(y_{\mathrm{e}}\right)-p_1\left(y_{\mathrm{e}}\right)\right\|^2\tag{16}$$

$$\mathcal{P}_{\mathrm{e}}^*=1-\mathcal{V}_{\mathrm{T}}(p_0,p_1)=1-\frac{1}{2}\left\|p_0\left(y_{\mathrm{e}}\right)-p_1\left(y_{\mathrm{e}}\right)\right\|^2\tag{17}$$

可根据Pinsker不等式得到$\mathcal{V}_{\mathrm{T}}(p_0,p_1)$的上界，即

$$\mathcal{V}_{\mathrm{T}}\left(p_0,p_1\right)\leq\sqrt{\frac{1}{2}\mathcal{D}\left(p_0||p_1\right)}\tag{18}$$

其中，$\mathcal{D}\left(p_0||p_1\right)$是$p_0$所属分布到$p_1$所属分布的KL散度，根据KL散度的定义，可以得到

$$\mathcal{D}\left(p_0||p_1\right)=\ln\frac{\lambda_1}{\lambda_0}+\frac{\lambda_0}{\lambda_1}-1=\ln(1+\gamma_{\mathrm{e}})+\frac{1}{1+\gamma_{\mathrm{e}}}-1\tag{19}$$

γ_{e}实际上反映了Eve的信道质量，计算公式为

$$\gamma_{\mathrm{e}}=\frac{||\boldsymbol{h}_{\mathrm{e}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}||^2}{||\boldsymbol{g}_{\mathrm{e}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{F}||^2+\sigma_{\mathrm{e}}^2}\tag{20}$$

文献[21]中已经证明式(19)随着$\gamma_{\mathrm{e}}\geq0$单调增加。根据上式，可以得到更严格的隐蔽性约束，如式(21)

$$\mathcal{D}\left(p_0||p_1\right)=\ln(1+\gamma_{\mathrm{e}})+\frac{1}{1+\gamma_{\mathrm{e}}}-1\leq2\varepsilon^2\tag{21}$$

则令$\mathcal{D}\left(p_0||p_1\right)=2\varepsilon^2$，可得到$\gamma_{\mathrm{e}}$的隐蔽性约束下的上界$\gamma_{\mathrm{e}}^*$，从而将系统的隐蔽性约束变为式(22)

$$\frac{||\boldsymbol{h}_{\mathrm{e}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}||^2}{||\boldsymbol{g}_{\mathrm{e}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{F}||^2+\sigma_{\mathrm{e}}^2}\leq\gamma_{\mathrm{e}}^*\tag{22}$$

2.4 感知模型

在地面上，雷达接收到的信号如下，包含从感知目标处返回的回波信号、卫星发送给Bob的信号和雷达信号固有的AWGN，即卫星会对雷达的感知造成干扰

$$\boldsymbol{y}_{\mathrm{r}}=\alpha_{\mathrm{r}}\boldsymbol{a}_{\mathrm{r}}\left(\theta_0\right)\boldsymbol{a}_{\mathrm{t}}^{\mathrm{H}}\left(\theta_0\right)\boldsymbol{F}\boldsymbol{c}+\boldsymbol{Q}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}\boldsymbol{s}+\boldsymbol{n}_{\mathrm{r}}\tag{23}$$

其中，α_{r}是感知目标的复数振幅，有$\mathbb{E}\{|\alpha_{\mathrm{r}}|^2\}=\sigma_0^2$。矩阵$\boldsymbol{Q}\in\mathbb{C}^{N\times M}$表示卫星到雷达接收器的干扰信道。$\boldsymbol{n}_{\mathrm{r}}\in\mathbb{C}^M$表示AWGN，有$\boldsymbol{n}_{\mathrm{r}}\sim\mathcal{CN}(0,\sigma_{\mathrm{r}}^2\boldsymbol{I})$。$\boldsymbol{a}_{\mathrm{t}}\left(\theta_0\right)\in\mathbb{C}^M$和$\boldsymbol{a}_{\mathrm{r}}\left(\theta_0\right)\in\mathbb{C}^M$分别是雷达天线阵列的发送转向向量和接收转向向量，$\theta_0$是感知目标(Eve)对雷达的方位角，表达式为

$$\boldsymbol{a}_{\mathrm{t}}\left(\theta_0\right)=\boldsymbol{a}_{\mathrm{r}}\left(\theta_0\right)\triangleq[1,\mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{2\pi}{\lambda}d\sin\theta_0},\cdots,\mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{2\pi}{\lambda}(M-1)d\sin\theta_0}]^{\mathrm{T}}\tag{24}$$

其中，λ表示信号波长。设$\boldsymbol{A}\triangleq\boldsymbol{a}_{\mathrm{r}}\left(\theta_0\right)\boldsymbol{a}_{\mathrm{t}}^{\mathrm{H}}\left(\theta_0\right)$，可以将式(23)简化为

$$\boldsymbol{y}_{\mathrm{r}}=\alpha_{\mathrm{r}}\boldsymbol{A}\boldsymbol{F}\boldsymbol{c}+\boldsymbol{Q}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}\boldsymbol{s}+\boldsymbol{n}_{\mathrm{r}}\tag{25}$$

为了使雷达的感知效果更好，雷达接收端采用滤波器$\boldsymbol{u}\in\mathbb{C}^M$减小来自卫星干扰和噪声的影响。则雷达接收到的回波信号可以表示为

$$\boldsymbol{y}_{\mathrm{r}}=\alpha_{\mathrm{r}}\boldsymbol{u}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{A}\boldsymbol{F}\boldsymbol{c}+\boldsymbol{u}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{Q}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}\boldsymbol{s}+\boldsymbol{u}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{n}_{\mathrm{r}}\tag{26}$$

由此可以得到雷达的SINR表达式

$$\begin{aligned}\mathrm{SINR}_{\mathrm{r}}&=\frac{||\alpha_{\mathrm{r}}\boldsymbol{u}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{A}\boldsymbol{F}||^2}{\sum\limits_{k=1}^{K}|\boldsymbol{u}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{Q}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_k|^2+\mathbb{E}\left\{\left|\boldsymbol{u}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{n}_{\mathrm{r}}\right|^2\right\}}\\&=\frac{\sigma_0^2\boldsymbol{u}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{A}\boldsymbol{F}\boldsymbol{F}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{u}}{\boldsymbol{u}^{\mathrm{H}}\left(\sum\limits_{k=1}^{K}\boldsymbol{Q}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_k\boldsymbol{w}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{Q}+\sigma_{\mathrm{r}}^2\boldsymbol{I}\right)\boldsymbol{u}}\end{aligned}\tag{27}$$

一般情况下，常用雷达的SINR来评估雷达的感知表现，所以为了获得更好的雷达感知性能，在本文中，尝试联合优化雷达的波束成形矩阵和接收滤波器向量来使雷达的感知性能不低于预定义的阈值。

2.5 问题建模

通过联合优化卫星的波束成形矩阵$\boldsymbol{W}$，雷达的波束成形矩阵$\boldsymbol{F}$和雷达接收端的滤波器$\boldsymbol{u}$，来研究卫星隐蔽通信速率最大化问题，同时要满足雷达感知性能约束，隐蔽性约束和卫星和雷达的功率约束。因此，优化问题可以写成

$$\max_{\boldsymbol{W},\boldsymbol{F},\boldsymbol{u}} \sum_{k=1}^{K} R_{\mathrm{b},k} \tag{28a}$$

$$\text{s.t. } \mathrm{SINR}_{\mathrm{r}} \geq \Gamma_{\mathrm{r}} \tag{28b}$$

$$\frac{||\boldsymbol{h}_{\mathrm{e}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}||^2}{||\boldsymbol{g}_{\mathrm{e}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{F}||^2+\sigma_{\mathrm{e}}^2} \leq \gamma_{\mathrm{e}}^{*} \tag{28c}$$

$$\|\boldsymbol{W}\|_{\mathrm{F}}^2 \leq P_{\mathrm{t}} \tag{28d}$$

$$\|\boldsymbol{F}\|_{\mathrm{F}}^2 \leq P_{\mathrm{r}} \tag{28e}$$

其中，根据香农定理，可以得到$R_{\mathrm{b},k}$的表达式为

$$R_{\mathrm{b},k}=\log_2\left(1+\frac{|\boldsymbol{h}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_k|^2}{\displaystyle\sum_{j\neq k}^{K}|\boldsymbol{h}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_j|^2+||\boldsymbol{g}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{F}||^2+\sigma_k^2}\right) \tag{29}$$

Γ_{r}是预定义的雷达感知性能下限，P_{t}是卫星功率上限，P_{r}是雷达功率上限。可知，式(28a)、式(28b)和式(28c)均为2次分式形式，并且含有优化变量耦合的情况，所以问题式(28)是一个复杂的非凸问题，无法直接求解。在下节中，可以使用交替优化算法和SCA算法来迭代求解该问题。

3 问题求解

本节首先对问题式(28)进行变形，引入松弛变量

$$\mathrm{e}^{x_k}=1+\frac{\left|\boldsymbol{h}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_k\right|^2}{\displaystyle\sum_{j\neq k}^{K}\left|\boldsymbol{h}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_j\right|^2+\left\|\boldsymbol{g}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{F}\right\|^2+\sigma_k^2} \tag{30}$$

将式(29)转为$R_{\mathrm{b},k}=\log_2\mathrm{e}^{x_k}$，然后通过换底公式使$R_{\mathrm{b},k}=x_k/\ln 2$，原问题是最大化问题，所以可以省略$1/\ln 2$，将问题式(28)转换为

$$\max_{\boldsymbol{W},\boldsymbol{F},\boldsymbol{u}} \sum_{k=1}^{K} x_k \tag{31a}$$

$$\text{s.t. } \left(1+\frac{\left|\boldsymbol{h}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_k\right|^2}{\displaystyle\sum_{j\neq k}^{K}|\boldsymbol{h}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_j|^2+||\boldsymbol{g}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{F}||^2+\sigma_k^2}\right)\geq \mathrm{e}^{x_k},\forall k \tag{31b}$$

$$\mathrm{SINR}_{\mathrm{r}} \geq \Gamma_{\mathrm{r}} \tag{31c}$$

$$\frac{||\boldsymbol{h}_{\mathrm{e}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}||^2}{||\boldsymbol{g}_{\mathrm{e}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{F}||^2+\sigma_{\mathrm{e}}^2} \leq \gamma_{\mathrm{e}}^{*} \tag{31d}$$

$$\sum_{k=1}^{K}\|\boldsymbol{w}_k\|^2 \leq P_{\mathrm{t}} \tag{31e}$$

$$\|\boldsymbol{F}\|_{\mathrm{F}}^2 \leq P_{\mathrm{r}} \tag{31f}$$

$$x_k \geq 0,\forall k \tag{31g}$$

显然，该问题依然是个非凸问题，但目标函数简化成了线性函数，方便后续求解。下面利用交替优化算法来将问题式(31)分成两个子问题进行求解。

3.1 卫星和雷达的波束成形设计

固定雷达接收端的滤波器向量$\boldsymbol{u}$，优化卫星的波束成形矩阵$\boldsymbol{W}$和雷达的波束成形矩阵$\boldsymbol{F}$。在问题式(31)中，可以对式(31b)左侧表达式进行通分，然后两侧均取对数，将式(31b)转换为

$$\ln\left(\sum_{j\neq k}^{K}|\boldsymbol{h}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_j|^2+\left\|\boldsymbol{g}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{F}\right\|^2+\sigma_k^2+|\boldsymbol{h}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_k|^2\right)-\ln\left(\sum_{j\neq k}^{K}|\boldsymbol{h}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_j|^2+\left\|\boldsymbol{g}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{F}\right\|^2+\sigma_k^2\right)\geq x_k \tag{32}$$

所以问题式(31)的子问题可以写成

$$\max_{\boldsymbol{W},\boldsymbol{F},x_k,\forall k} \sum_{k=1}^{K} x_k \tag{33a}$$

$$\text{s.t.式 (32)} \tag{33b}$$

$$\text{式 (31c)} - \text{式(31g)} \tag{33c}$$

显然，问题式(33)中约束式(33b)和约束式(33c)中的式(31c)、式(31d)非凸，难以直接处理，这里采用SDR方法将它们转换为更易求解的形式。引入松弛变量，

$$\boldsymbol{W}_k \triangleq \boldsymbol{w}_k\boldsymbol{w}_k^{\mathrm{H}},\forall k \tag{34a}$$

$$\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{F}} \triangleq \boldsymbol{F}\boldsymbol{F}^{\mathrm{H}} \tag{34b}$$

其中，$\boldsymbol{W}_k$和$\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{F}}$均为半正定矩阵，且$\boldsymbol{W}_k$的秩为1。所以问题式(33)可以写为

$$\max_{\boldsymbol{W}_k,\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{F}},x_k,\forall k}\sum_{k=1}^{K}x_k \tag{35a}$$

$$\text{s.t. }\ln\left(\sum_{j\neq k}^{K}\boldsymbol{h}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}_j\boldsymbol{h}_k+\boldsymbol{g}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{F}}\boldsymbol{g}_k+\sigma_k^2+\boldsymbol{h}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}_k\boldsymbol{h}_k\right)-\ln\left(\sum_{j\neq k}^{K}\boldsymbol{h}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}_j\boldsymbol{h}_k+\boldsymbol{g}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{F}}\boldsymbol{g}_k+\sigma_k^2\right)\geq x_k\geq 0 \tag{35b}$$

$$\frac{\sigma_0^2\boldsymbol{u}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{A}\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{F}}\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{u}}{\boldsymbol{u}^{\mathrm{H}}\left(\sum_{k=1}^{K}\boldsymbol{Q}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}_k\boldsymbol{Q}+\sigma_{\mathrm{r}}^2\boldsymbol{I}\right)\boldsymbol{u}}\geq\Gamma_{\mathrm{r}} \tag{35c}$$

$$\frac{\boldsymbol{h}_{\mathrm{e}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}_k\boldsymbol{h}_{\mathrm{e}}}{\boldsymbol{g}_{\mathrm{e}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{F}}\boldsymbol{g}_{\mathrm{e}}+\sigma_{\mathrm{e}}^2}\leq\gamma_{\mathrm{e}}^{*} \tag{35d}$$

$$\sum_{k=1}^{K}\mathrm{Tr}\left(\boldsymbol{W}_k\right)\leq P_{\mathrm{t}} \tag{35e}$$

$$\mathrm{Tr}\left(\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{F}}\right)\leq P_{\mathrm{r}} \tag{35f}$$

$$\boldsymbol{W}_k\in\mathbb{S}_N,\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{F}}\in\mathbb{S}_M \tag{35g}$$

$$\mathrm{Rank}\left(\boldsymbol{W}_k\right)=1 \tag{35h}$$

可知约束式(35b)非凸，可以使用SCA方法利用泰勒展开将其近似为凸约束，如

$$\begin{aligned}&\ln\left(\sum_{j\neq k}^{K}\boldsymbol{h}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}_j\boldsymbol{h}_k+\boldsymbol{g}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{F}}\boldsymbol{g}_k+\sigma_k^2+\boldsymbol{h}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}_k\boldsymbol{h}_k\right)\\&-\ln\left(\sum_{j\neq k}^{K}\boldsymbol{h}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}_j^m\boldsymbol{h}_k+\boldsymbol{g}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{F}}^m\boldsymbol{g}_k+\sigma_k^2\right)\\&-\left(\sum_{j\neq k}^{K}\boldsymbol{W}_j-\sum_{j\neq k}^{K}\boldsymbol{W}_j^m\right)\\&\cdot\frac{\boldsymbol{h}_k\boldsymbol{h}_k^{\mathrm{H}}}{\sum_{j\neq k}^{K}\boldsymbol{h}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}_j^m\boldsymbol{h}_k+\boldsymbol{g}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{F}}^m\boldsymbol{g}_k+\sigma_k^2}\\&-(\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{F}}-\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{F}}^m)\frac{\boldsymbol{h}_k\boldsymbol{h}_k^{\mathrm{H}}}{\sum_{j\neq k}^{K}\boldsymbol{h}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{W}_j^m\boldsymbol{h}_k+\boldsymbol{g}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{F}}^m\boldsymbol{g}_k+\sigma_k^2}\\&\geq x_k\geq 0\end{aligned} \tag{36}$$

其中，$\boldsymbol{W}_j^m$和$\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{F}}^m$是$\boldsymbol{W}_j$和$\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{F}}$第$m$次迭代的结果。在此基础上，松弛秩1约束式(35 h)，可将问题式(35)转换为

$$\max_{\boldsymbol{W}_k,\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{F}},x_k,\forall k}\sum_{k=1}^{K}x_k \tag{37a}$$

$$\text{s.t.式 (36)} \tag{37b}$$

$$\text{式 (35c) – 式(35g)} \tag{37c}$$

而该问题是一个半正定规划问题，可通过现有多种算法和工具箱(如CVX)高效求解，由于暂时忽略了秩1约束，问题式(37)的最优目标值仅作为下界存在。在求得最优目标值下的$\boldsymbol{W}_k(\forall k)$后，若其满足秩1约束，则通常采用特征值分解(Eigen Value Decomposition, EVD)的方式来得到最优解$\boldsymbol{w}_k$；否则就需要通过高斯随机化等方式来将高秩解转化为问题式(35)的可行秩一解[22]，然后再采用EVD来得到对应的可行解$\boldsymbol{w}_k$。

3.2 雷达接收端滤波器设计

可以看出优化变量$\boldsymbol{u}$仅存在于问题式(28)的约束条件式(28b)中，所以当给定$\boldsymbol{W}$和$\boldsymbol{F}$时，问题式(28)就变成了一个可行性检查问题。为了在后续优化过程中为求解$\boldsymbol{W}$和$\boldsymbol{F}$保留足够的优化自由度并加速收敛，可以通过优化$\boldsymbol{u}$来最大化雷达输出的SINR，该优化问题可以表述为

$$\boldsymbol{u}^{\mathrm{opt}}=\arg\max_{\boldsymbol{u}}\frac{\sigma_0^2\boldsymbol{u}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{A}\boldsymbol{F}\boldsymbol{F}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{u}}{\boldsymbol{u}^{\mathrm{H}}\left(\sum_{k=1}^{K}\boldsymbol{Q}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_k\boldsymbol{w}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{Q}+\sigma_r^2\boldsymbol{I}\right)\boldsymbol{u}} \tag{38}$$

显然，问题式(38)是一个典型的广义瑞利商问题，其最优解可通过矩阵

$$\sigma_0^2\left(\sum\nolimits_{k=1}^{K}\boldsymbol{Q}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}_k\boldsymbol{w}_k^{\mathrm{H}}\boldsymbol{Q}+\sigma_{\mathrm{r}}^2\boldsymbol{I}\right)^{-1}\boldsymbol{A}\boldsymbol{F}\boldsymbol{F}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}} \tag{39}$$

的最大特征值对应的广义特征向量直接获得。本文整体算法如算法1所示。

算法 1　求解问题式(28)的交替优化算法

输入：$\boldsymbol{h}_k,\boldsymbol{h}_{\mathrm{e}},\boldsymbol{g}_k,\sigma_k,\sigma_0,\boldsymbol{A},\boldsymbol{Q},\sigma_{\mathrm{r}},\boldsymbol{I},\boldsymbol{g}_{\mathrm{e}},\sigma_{\mathrm{e}},\gamma_{\mathrm{e}}^{*},P_{\mathrm{c}},P_{\mathrm{r}}$

输出：$\boldsymbol{w}_k^{*},\forall k,\boldsymbol{F}^{*},\boldsymbol{u}^{*}$

(1) 初始化$\boldsymbol{W}_j^{(0)},\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{F}}^{(0)},\boldsymbol{u}$；设置收敛精度$\varepsilon\geq 0$；优化变量$\boldsymbol{W}_k,x_k,\forall k,\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{F}}$；

(2) 重复

(3)　求解问题式(37)，得到$\boldsymbol{W}_k,x_k,\forall k,\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{F}}$；

(4)　对$\boldsymbol{W}_k$进行EVD分解得到相应的$\boldsymbol{w}_k$，对$\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{F}}$进行Cholesky分解得到相应的$\boldsymbol{F}$；

(5)　计算式(39)更新$\boldsymbol{u}$；

(6)　将$\boldsymbol{W}_k=\boldsymbol{w}_k\boldsymbol{w}_k^{\mathrm{H}}$用于迭代更新$\boldsymbol{W}_j^{(i)}$，将$\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{F}}=\boldsymbol{F}\boldsymbol{F}^{\mathrm{H}}$用于迭代更新$\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{F}}^{(i)}$；

(7)　计算本次迭代目标函数值式(28a)$\sum_{k=1}^{K}x_k/\ln 2$；

(8) 直到本次迭代的目标函数值式(28a)和上次迭代的目标函数值式(28a)的相差绝对值小于等于ε；

(9) 对$\boldsymbol{W}_k$进行EVD得到相应的$\boldsymbol{w}_k^{*}$，对$\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{F}}$进行Cholesky分解得到相应的$\boldsymbol{F}^{*}$；

(10) 计算式(39)得到$\boldsymbol{u}^{*}$；

4 收敛性和复杂度分析

4.1 收敛性分析

下面对所提出算法的收敛性进行简要分析，首先，由于函数$\ln(x)$在$x>0$时是单调递增的，且由于矩阵$\boldsymbol{W}_k(\forall k)$和$\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{F}}$均为半正定矩阵，所以约束式(35b)最左侧对数差部分一定非负且单调不减，而约束式(37b)是对约束式(35b)进行泰勒展开而得到的，所以在展开点$(\boldsymbol{W}_k^m,\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{F}}^m)$附近，约束式(37b)左侧的展开式也是非负且单调不减的。设问题式(28)的目标函数值为$\eta(\boldsymbol{W}_k,\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{F}},\boldsymbol{u})$，由于$x_k$非负且有上界，而且问题式(37)是一个最大化问题，那么一定有$\eta\left(\boldsymbol{W}_k^m,\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{F}}^m,\boldsymbol{u}^m\right)\le\eta\left(\boldsymbol{W}_k^{m+1},\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{F}}^{m+1},\boldsymbol{u}^m\right)$。又因为向量$\boldsymbol{u}$在问题式(28)中只出现在约束式(28b)中，所以当$\boldsymbol{W}_k$和$\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{F}}$给定时，一定有$\eta\left(\boldsymbol{W}_k^{m+1},\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{F}}^{m+1},\boldsymbol{u}^m\right)=\eta\left(\boldsymbol{W}_k^{m+1},\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{F}}^{m+1},\boldsymbol{u}^{m+1}\right)$。基于以上分析，可以得到每次迭代时问题式(28)目标函数值的关系，即$\eta\left(\boldsymbol{W}_k^m,\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{F}}^m,\boldsymbol{u}^m\right)\le\eta\left(\boldsymbol{W}_k^{m+1},\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{F}}^{m+1},\boldsymbol{u}^{m+1}\right)$，这表明了问题式(28)的目标函数值在迭代时是单调不减的，且由于x_k有上界的原因，所以提出的算法最终可以收敛到一个局部最优解。

4.2 复杂度分析

下面给出所提出算法的复杂度分析，问题式(37)可使用CVX采用内点法(Interior Point Method, IPM)求解，该问题有K个$N\times N$的复矩阵变量和1个$M\times M$的复矩阵变量和K个实数变量作为优化变量，但问题式(37)求解过程中每次迭代的浮点计算主要是由矩阵运算导致的，所以在复杂度分析过程中，本文主要关注矩阵变量，可以得到IPM解问题式(37)的复杂度为$\mathcal{O}(\sqrt{KN+M}\ln(1/\varepsilon)(nKN^3+nM^3+n^2M^2+n^3))$，计算式(39)更新$\boldsymbol{u}$的计算复杂度为$\mathcal{O}\left(M^3\right)$，其中$n=(KN^2+M^2+K)$为优化变量个数[23]。假设外层循环次数为$L_{\mathrm{SCA}}$，那么提出算法的整体复杂度为$\mathcal{O}(L_{\mathrm{SCA}}\sqrt{KN+M}\ln(1/\varepsilon)(nKN^3+nM^3+n^2M^2+n^3))$。

5 仿真结果与分析

本节通过仿真分析验证了在不同系统配置情况下所提出方案的隐蔽通信性能，并且与基准方案[9](未加入雷达的卫星隐蔽通信系统)做了对比。除非另有说明，否则默认仿真参数设置如表1所示。在给定参数下，平均信道功率γ_k的计算公式为$\gamma_k=G_{\mathrm{s}}G_{\mathrm{u}}N\lambda^2/(4\pi D_k)^2$，其中低轨卫星与第$k$个用户之间的距离为$D_k=\sqrt{\mathrm{R}_{\mathrm{e}}^2(\sin\bar{\beta}_k)^2+h_{\mathrm{s}}^2+2h_{\mathrm{s}}\mathrm{R}_{\mathrm{e}}}-\mathrm{R}_{\mathrm{e}}\sin\bar{\beta}_k$，而第$k$个用户的仰角$\bar{\beta}_k=(\cos((\mathrm{R}_{\mathrm{e}}+h_{\mathrm{s}})\sin((\cos(\sin\theta_k\sin\varphi_k))^{-1}))/\mathrm{R}_{\mathrm{e}})^{-1}$。假设Bob和Eve的噪音方差相等，即$\sigma_k^2=\sigma_{\mathrm{e}}^2=\mathrm{k_B}BT$。

图2给出了P_{t}为66 dBm时系统中多用户隐蔽通信速率总和与迭代次数的关系，从图2中可看出本文所提算法在不同情况下仍有良好的收敛性，并且算法在第7次迭代时就能逐渐平稳收敛。因此，可以说明所提出的算法能够有效解决问题，并且展现出了快速的收敛性能。此外，可以从图中看出，当雷达功率上限提高时，系统的隐蔽通信速率也会随之小幅降低，因为雷达波束会对Bob接收卫星信号造成微弱干扰；当系统的隐蔽性约束更严格时，系统的隐蔽通信速率也会降低，因为更严格的隐蔽性约束要求更小的卫星信号发射功率。

图3给出了系统中多用户隐蔽通信速率和卫星天线个数的关系，从图3中可看出随着天线数量的增加，系统的隐蔽通信速率也会逐渐增大。这是由

表 1 仿真参数

参数	参数值
地球半径R_{e}	6371 km
LEO卫星高度h_{s}	1000 km
载波频率f	20 GHz
信道带宽B	50 MHz
噪声温度T	290 K
玻尔兹曼常数$\mathrm{k_B}$	1.38×10^{-23} J·K^{-1}
Bob个数	4
天线增益$G_{\mathrm{s}},G_{\mathrm{u}}$	3 dB
雷达感知性能下限Γ_{r}	10 dB
第k个用户的俯仰角估计$\hat{\theta}_k$[14]	[0°,180°]
卫星天线个数	25
雷达天线个数	25
卫星功率上限P_{t}[14]	47 dbm
雷达功率上限P_{r}[15]	500 W
隐蔽性要求ε	0.1
第k个用户的方位角估计$\hat{\varphi}_k$[14]	[0°,180°]
路径损失指数α	2.2
第k个用户的单位距离信道增益β_k[9]	–30 dB
卫星天线阵列X轴和Y轴天线数量	5,5

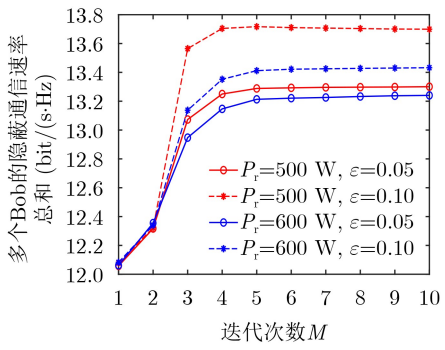

图 2 系统中多用户隐蔽通信速率和迭代次数的关系(P_{t}=66 dBm)

于卫星天线的增加可以使系统利用更多的空间维度来优化信号的传输和接收，更多的天线可以形成更多的独立信号路径，从而增加系统的传输性能和灵活性。

图4展示了系统中Eve的检测性能和雷达功率上限的关系，KL散度可以用于表示Eve的检测性能，根据式(21)可知KL散度越低说明Eve的SINR越低，则Eve就越不容易检测到Alice和Bob的通信。在图中可以观察到，加入雷达后，当雷达功率上限增大时，Eve受到的干扰也增大，所以Eve的信道质量就变差，KL散度就会降低，就更难检测到Alice和Bob的通信，系统隐蔽性约束更容易满足。而基准方案，因为没有加入雷达，所以Eve的检测未受到太大干扰，当隐蔽性要求降低，卫星功率增大，Eve就更容易检测到Alice和Bob的通信。但雷达功率上限不能无止境地增大，因为雷达功率上限过大会导致Bob的信号接收也受到一定干扰。图4中的KL散度值取每次实验中多个用户的KL散度中的最大值。

图5展示了系统中多用户隐蔽通信速率和卫星信号发射功率上限的关系，可以从图5中看出，当卫星功率上限越大时，隐蔽通信速率也越大。这是由于卫星功率上限增大会导致卫星到Bob的SINR增大，从而导致系统中的隐蔽通信速率上升。需要注意的是，卫星功率上限在隐蔽性约束下不能无止

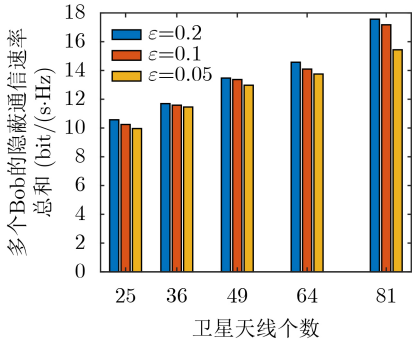

图 3 系统中多用户隐蔽通信速率和卫星天线个数的关系

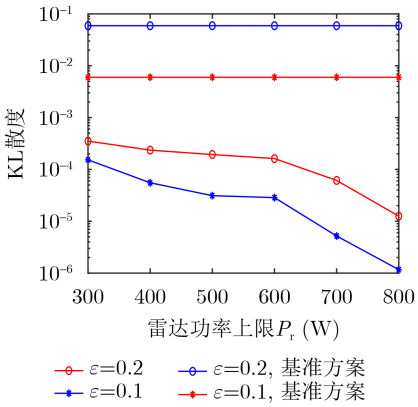

图 4 系统中Eve的检测性能和雷达功率上限的关系

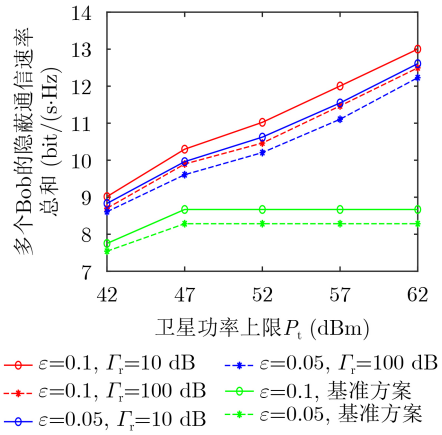

图 5 系统中多用户隐蔽通信速率和卫星功率上限的关系

境地增大，因为卫星功率上限越大，隐蔽性约束越不容易满足。如图中的基准方案所示，未加入雷达时，当卫星功率上限增大到52 dBm后，系统的隐蔽速率便无法继续提高，因为过高的卫星功率上限无法满足隐蔽性约束。所以，在系统的实际应用中，也要注意隐蔽通信速率和卫星功率上限的权衡。从图中还可看出，当系统的感知性能下限提高时，会导致系统隐蔽通信速率小幅下降，因为更高的感知性能要求更大的雷达功率上限，而过高的雷达功率上限会对Bob的卫星信号接收产生一定干扰。所以，在系统的实际应用中，还要注意隐蔽通信速率和雷达功率上限的权衡。相比于未加入雷达的基准方案，本文提出的加入雷达方案可以使卫星有更大的自由度去增大功率上限，提高系统的隐蔽通信速率。

6　结论

本文研究了LEO卫星通感一体化系统中的隐蔽通信传输方案，构建了以多用户隐蔽通信速率总和为目标函数，以隐蔽性要求、感知性能下限、雷达功率上限和卫星功率上限为约束的优化问题。使用了交替优化算法和SCA算法来联合设计了系统中雷达和卫星的波束成形，还有雷达接收端的滤波器。仿真结果表明与无雷达波束干扰的系统相比，本文所提出的有雷达波束干扰的系统中Alice和Bob的通信更不容易被检测到，且因为雷达的加入，使得卫星拥有更大的自由度去增大功率，提高系统的隐蔽通信速率。

参 考 文 献

[1] 易克初, 李怡, 孙晨华, 等. 卫星通信的近期发展与前景展望[J]. 通信学报, 2015, 36(6): 2015223. doi: 10.11959/j.issn.1000-436x.2015223.

YI Kechu, LI Yi, SUN Chenhua, *et al*. Recent development and its prospect of satellite communications[J]. *Journal on Communications*, 2015, 36(6): 2015223. doi: 10.11959/j.issn.

1000-436x.2015223.

[2] CHEN Xinying, AN Jianping, XIONG Zehui, *et al*. Covert communications: A comprehensive survey[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2023, 25(2): 1173–1198. doi: 10.1109/COMST.2023.3263921.

[3] BASH B A, GOECKEL D, and TOWSLEY D. Limits of reliable communication with low probability of detection on AWGN channels[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2013, 31(9): 1921–1930. doi: 10.1109/JSAC.2013.130923.

[4] YAN Shihao, HE Biao, ZHOU Xiangyun, *et al*. Delay-intolerant covert communications with either fixed or random transmit power[J]. *IEEE Transactions on Information Forensics and Security*, 2019, 14(1): 129–140. doi: 10.1109/TIFS.2018.2846257.

[5] 周小波, 于辉, 彭旭, 等. 智能反射面辅助及人工噪声增强的无线隐蔽通信[J]. 电子与信息学报, 2022, 44(7): 2392–2399. doi: 10.11999/JEIT211618.

ZHOU Xiaobo, YU Hui, PENG Xu, *et al*. Wireless covert communications based on intelligent reflecting surface aided and artificial noise enhanced[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2022, 44(7): 2392–2399. doi: 10.11999/JEIT211618.

[6] HE Biao, YAN Shihao, ZHOU Xiangyun, *et al*. Covert wireless communication with a Poisson field of interferers[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2018, 17(9): 6005–6017. doi: 10.1109/TWC.2018.2854540.

[7] ZHANG Lei, CHEN Zhao, JIANG Chunxiao, *et al*. Covert communication in ultra-dense LEO satellite systems with interference uncertainty[C]. The ICC 2024 - IEEE International Conference on Communications, Denver, USA, 2024: 1255–1260. doi: 10.1109/ICC51166.2024.10622920.

[8] XIONG Wenhui, YAO Yinfeng, FU Xiaoyu, *et al*. Covert communication with cognitive jammer[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2020, 9(10): 1753–1757. doi: 10.1109/LWC.2020.3003472.

[9] LIU Pengpeng, SI Jiangbo, LI Zan, *et al*. Covert communications for cognitive satellite terrestrial networks[C]. 2024 IEEE Wireless Communications and Networking Conference, Dubai, United Arab Emirates, 2024: 1–6. doi: 10.1109/WCNC57260.2024.10570773.

[10] LIU An, HUANG Zhe, LI Min, *et al*. A survey on fundamental limits of integrated sensing and communication[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2022, 24(2): 994–1034. doi: 10.1109/COMST.2022.3149272.

[11] LU Shihang, LIU Fan, LI Yunxin, *et al*. Integrated sensing and communications: Recent advances and ten open challenges[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2024, 11(11): 19094–19120. doi: 10.1109/JIOT.2024.3361173.

[12] LIU Rang, LI Ming, LIU Yang, *et al*. Joint transmit waveform and passive beamforming design for RIS-aided DFRC systems[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2022, 16(5): 995–1010. doi: 10.1109/JSTSP.2022.3172788.

[13] 朱政宇, 杨晨一, 李铮, 等. 智能反射面辅助通感一体化系统安全资源分配算法[J]. 电子与信息学报, 2025, 47(1): 66–74. doi: 10.11999/JEIT240083.

ZHU Zhengyu, YANG Chenyi, LI Zheng, *et al*. Resource allocation algorithm for intelligent reflecting surface-assisted secure integrated sensing and communications system[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2025, 47(1): 66–74. doi: 10.11999/JEIT240083.

[14] ZHANG Xue, WANG Ruibo, SHANG Bodong, *et al*. Joint robust secure beamforming designs for ISAC-enabled LEO satellite systems[C]. 2024 IEEE International Conference on Communications, Denver, USA, 2024: 1182–1188. doi: 10.1109/ICC51166.2024.10622473.

[15] CHU Jinjin, LIU Rang, LI Ming, *et al*. Joint secure transmit beamforming designs for integrated sensing and communication systems[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2023, 72(4): 4778–4791. doi: 10.1109/TVT.2022.3225952.

[16] HU Jinsong, LIN Qingzhuan, YAN Shihao, *et al*. Covert transmission via integrated sensing and communication systems[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2024, 73(3): 4441–4446. doi: 10.1109/TVT.2023.3326455.

[17] HU Jinsong, LI Hongwei, CHEN Youjia, *et al*. Covert communication in cognitive radio networks with Poisson distributed jammers[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2024, 23(10): 13095–13109. doi: 10.1109/TWC.2024.3398651.

[18] ZHOU Xiaobo, YAN Shihao, HU Jinsong, *et al*. Joint optimization of a UAV's trajectory and transmit power for covert communications[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2019, 67(16): 4276–4290. doi: 10.1109/TSP.2019.2928949.

[19] SHU Feng, XU Tingzhen, HU Jinsong, *et al*. Delay-constrained covert communications with a full-duplex receiver[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2019, 8(3): 813–816. doi: 10.1109/LWC.2019.2894617.

[20] YAN Shihao, ZHOU Xiangyun, HU Jinsong, *et al*. Low probability of detection communication: Opportunities and challenges[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2019, 26(5): 19–25. doi: 10.1109/MWC.001.1900057.

[21] LIU Pengpeng, LI Zan, SI Jiangbo, *et al*. Joint information-theoretic secrecy and covertness for UAV-assisted wireless transmission with finite blocklength[J]. *IEEE Transactions*

on Vehicular Technology, 2023, 72(8): 10187–10199. doi: 10.1109/TVT.2023.3254882.

[22] LUO Zhiquan, MA W K, SO A M C, *et al*. Semidefinite relaxation of quadratic optimization problems[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2010, 27(3): 20–34. doi: 10.1109/MSP.2010.936019.

[23] WANG Kunyu, SO A M C, CHANG T H, *et al*. Outage constrained robust transmit optimization for multiuser MISO downlinks: TRACTABLE approximations by conic optimization[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2014, 62(21): 5690–5705. doi: 10.1109/TSP.2014.2354312.

朱政宇：男，副教授，研究方向为智能超表面、通感一体化、语义通信等.

欧阳泽彬：男，硕士生，研究方向为隐蔽通信、卫星通信等.

潘高峰：男，教授，研究方向为空天信息网络、无线安全通信等.

王　帅：男，教授，研究方向为卫星通信、抗侦测通信等.

孙钢灿：男，教授，研究方向为宽带无线通信、智能物联网等.

楚　征：男，副教授，研究方向为智能超表面、人工智能驱动的未来网络等.

郝凤宇：男，高级工程师，研究方向为网络安全、信息安全等.

责任编辑：余　蓉

Covert Communication Transmission Scheme in Low Earth Orbit Satellite Integrated Sensing and Communication Systems

ZHU Zhengyu[①②]　OUYANG Zebin[③]　PAN Gaofeng[④]　WANG Shuai[④]
SUN Gangcan[①]　CHU Zheng[⑤]　HAO Fengyu[⑥]

[①](*School of Electrical Information Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou* 450001, *China*)
[②](*State Key Laboratory of Integrated Services Networks, Xidian University, Xi'an* 710071, *China*)
[③](*School of Cyber Science and Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou* 450002, *China*)
[④](*School of Cyberspace Science and Technology, Beijing Institute of Technology, Beijing* 100081, *China*)
[⑤](*Department of Electrical and Electronics Engineering, University of Nottingham Ningbo China, Ningbo* 315100, *China*)
[⑥](*Topsec Technologies Group Inc., Beijing* 100085, *China*)

Abstract:

Objective　Globalization has driven growing demand for ubiquitous communication. However, traditional terrestrial networks face limitations in areas with poor infrastructure, such as deserts, oceans, and airspace. Satellite communication, with its flexibility, wide frequency coverage, and high capacity, offers a viable alternative for these environments. Yet, due to the open nature of satellite channels and long-distance transmission, signals remain vulnerable to interception, posing serious security challenges. Conventional wireless security measures, including physical-layer techniques and encryption, are limited by assumptions about computational hardness and the statistical structure of intercepted ciphertexts. Covert communication aims to reduce the probability of signal detection by eavesdroppers, providing an alternative layer of security. In Low Earth Orbit (LEO) satellite systems, high mobility leads to dynamic channel variations and misalignment of transmission beams, further complicating covert communication. To mitigate these challenges, Integrated Sensing And Communication (ISAC) technology can be embedded in satellite systems. By detecting the approximate location of potential eavesdroppers and directing radar beams to degrade their detection capability, ISAC improves communication covertness. This study proposes a covert communication strategy tailored for LEO satellite ISAC systems, offering enhanced security in satellite-based infrastructure.

Methods　This paper investigates a covert communication scheme in LEO satellite ISAC systems. First, the system model of the LEO satellite ISAC system is proposed, and the covertness constraints within the system are analyzed. Based on this, an optimization problem is formulated with the objective of maximizing the total covert communication rate for multiple users, subject to constraints including satellite power limits, radar power limits, sensing performance thresholds, and covertness requirements. This optimization problem is non-convex and highly coupled in variables, making it intractable to solve directly. To address this, relaxation variables are introduced to simplify the objective function into a solvable form. Subsequently, an alternating

optimization algorithm is employed to decompose the original problem into two subproblems. One subproblem is transformed into an equivalent convex problem using methods like SemiDefinite Relaxation (SDR) and Successive Convex Approximation (SCA), which is then solved iteratively. The obtained solution from this subproblem is then used to solve the other subproblem. Once the solutions to both subproblems are determined, the original problem is effectively solved.

Results and Discussions This paper validates the performance of the proposed covert communication transmission scheme through numerical simulations. To demonstrate the effectiveness of the proposed scheme, a comparison with a system lacking ISAC technology is introduced. First, the convergence of the proposed algorithm is verified (Fig. 2). The algorithm achieves rapid convergence under different resource allocation configurations in the system (converging at the 7th iteration). Additionally, higher covertness requirements lead to lower covert communication rates, as stricter covertness constraints reduce the allowable upper limit oft the satellite transmit power. Increasing the upper limit of the radar power causes a slight decline in the covert rate because Bob is subjected to minor interference from the radar beam. However, since the primary radar beam is focused on Eve, the interference level remains limited. Second, a higher number of satellite antennas improves the system's covert communication rate (Fig. 3). This is attributed to the increased spatial dimensions available for optimizing signal transmission and reception. More antennas enable additional independent signal paths, enhancing transmission performance and flexibility. When the satellite is equipped with 81 antennas and the covertness requirement is 0.1, the total covert rate reaches 17.18 bit/(s·Hz). Compared to the system without ISAC technology, the proposed system demonstrates superior resistance to detection (Fig. 4). The radar beam introduces interference to eavesdroppers, and higher upper limit of the radar power degrades the eavesdropper's detection performance. Finally, increasing the upper limit of the satellite transmit power improves the covert communication rate (Fig. 5). In the system without ISAC, the upper limit of the satellite power cannot be arbitrarily increased due to covertness constraints. However, the ISAC-enabled system leverages radar integration to grant the satellite greater flexibility in power allocation, thereby enhancing the covert rate. Notably, raising the lower bound of sensing performance slightly reduces the covert rate, as higher sensing demands require increased upper limit of the radar power, which introduces additional interference to Bob's signal reception.

Conclusions This paper investigates a covert communication transmission scheme in an LEO satellite-enabled ISAC system. An optimization problem is formulated to maximize the sum of multi-user covert communication rates, subject to constraints including covertness requirements, minimum sensing performance, the upper limit of the radar power budget, and the upper limit of the satellite power budget. The alternating optimization algorithm and SCA algorithm are jointly employed to design the radar and satellite beamforming, as well as the radar receiver filter. Simulation results demonstrate that, compared to a system without radar beam interference, the proposed system with radar beam interference significantly reduces the detectability of communication between Alice and Bob. Furthermore, the integration of radar enhances the satellite's flexibility to increase transmit power, thereby improving the overall covert communication rate of the system.

Key words: Satellite communication; Integrated Sensing And Communication (ISAC); Covert communication; Successive Convex Approximation (SCA)