一种基于扩展卡尔曼滤波的智能反射面辅助通感一体化系统安全传输方案

梁 彦* 杨晓宇 李 飞
(南京邮电大学通信与信息工程学院 南京 210003)

摘 要：为了解决智能反射面(IRS)辅助的通感一体化系统(ISAC)的安全通信问题，该文提出一种基于扩展卡尔曼滤波(EKF)目标追踪的安全传输方案。首先，针对作为潜在窃听者的移动感知目标，利用ISAC基站的感知功能从雷达回波中获取其状态参数，并采用EKF技术对其运动轨迹进行实时跟踪和预测。然后，利用感知目标的实时位置和信道状态信息调整基站发射波束成形和IRS反射波束成形。在此基础上，通过联合优化基站的发射波束成形、接收波束成形、上行链路用户的发射功率以及IRS的反射波束成形，最大化系统的保密速率。利用交替优化的思想将该非凸优化问题解耦为3个独立的子问题，并分别基于连续凸近似、丁克尔巴赫变换和优化最小化求解子问题。仿真结果表明，该方案可以对移动的感知目标进行有效的轨迹追踪，以提供更高的保密速率。同时证实了与没有IRS的方案相比，IRS的辅助能够实现更好的安全通信性能。

关键词：通感一体化；安全通信；智能反射面；扩展卡尔曼滤波
中图分类号：TN915.0 **文献标识码**：A **文章编号**：1009-5896(2025)04-1052-14
DOI: 10.11999/JEIT240853

1 引言

随着无线设备数量和各种感知服务需求的不断增加，通感一体化(Integrated Sensing And Communication, ISAC)已被公认为解决频谱资源稀缺问题的潜在关键技术之一[1–3]。通过利用公共的频谱、波形和硬件资源，ISAC系统可以显著地提高频谱效率和能源效率，并利用感知和通信双功能的联合设计，实现通信辅助感知[4]或者感知辅助通信[5]，从而显著提高系统的通信和感知性能，促使无线设备更加适用于日益多样化的物联网(Internet of Things, IoT)应用。然而，由于频谱共享和无线传输的广播特性，ISAC系统面临着独特的安全挑战[6–9]。

近来，有研究者从物理层安全(Physical Layer Security, PLS)的角度着手解决ISAC系统的安全问题[10–13]。PLS的基本思想是利用无线信道的特性，使合法用户的链路和窃听者链路之间的性能差异显著增大。文献[10]研究了一种感知辅助上行链路安全通信的ISAC系统，其中基站在接收上行链路信号的同时发送雷达信号来定位和干扰窃听者，通过联合优化发射波形和接收波束成形矩阵最大化系统的通信速率。文献[11]提出了一种ISAC系统的隐蔽波束成形设计框架，基站在感知波形的覆盖下与合法用户进行隐蔽通信，而无法被窃听者检测。文献[12]利用ISAC基站向合法用户发送有效信号和嵌入虚假信息的信号，从而提升系统的安全通信性能。文献[13]采用了人工噪声辅助的安全传输方案，考虑了感知目标信道状态信息(Channel State Information, CSI)不完美的情况，在通信用户的SINR(Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio, SINR)约束下最小化作为潜在窃听者的感知目标的接收信噪比(Signal-to-Noise Ratio, SNR)。

在复杂的城市环境中，地面用户与ISAC基站之间的信道很容易恶化，对系统的通信性能造成不利影响。为了获得更加可靠的通信链路，可以通过部署智能反射面(Intelligent Reflecting Surface, IRS)改善信号的传播环境。IRS由大量的低成本无源反射单元组成，能够通过调节入射信号的相位为信号提供无源波束成形增益。文献[14]研究了IRS在车联网(Vehicle to Everything, V2X)通信系统中的应用，在低速驾驶场景中通过部署IRS可以有效地提升V2X系统的信号定向传播能力以及通信的安全性。文献[15]针对IRS在无人机(Unmanned Aerial Vehicle, UAV)通信系统中的应用进行了研究，通过联合优化每个时隙的无人机轨迹和IRS相移，最大化系统的通信和速率。在ISAC系统中，部署IRS能够帮助ISAC系统获得更大的感知和通信覆盖范围以及提供额外的性能增益[16,17]，同时针对系统中的非法目标，IRS能够使反射信号和直射信号相消叠加，以此辅助信号的安全传输[18,19]。文献[18]利用IRS来增强ISAC系统的PLS，在感知目标是潜在窃听者的情况下，通过联合优化发射波束成形和IRS的相移

收稿日期：2024-10-11；改回日期：2025-04-11；网络出版：2025-04-16
*通信作者： 梁彦 liangyan@njupt.edu.cn
基金项目：国家自然科学基金(62271265)
Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (62271265)

矩阵，最大化感知目标的波束方向图增益。文献[19]在ISAC系统中考虑感知目标为窃听者的情况，使用有源IRS辅助系统安全通信。然而，上述文献仅考虑了窃听者在一段时间内保持位置不变的理想情况。当窃听者的移动速度较快时，其位置信息和CSI也将快速变化，从而对准确的信道信息获取以及实时的安全传输造成了困难[20]。因此，利用ISAC系统的感知能力对移动窃听者的轨迹进行实时跟踪，是保证系统安全性能的关键。

为了更好地满足通信或感知需求，研究人员提出了多种滤波跟踪算法以追踪运动状态下的用户或感知目标，包括贝叶斯滤波(Bayesian Filtering, BF)[21]、粒子滤波(Particle Filtering, PF)[22]和扩展卡尔曼滤波(Extended Kalman Filtering, EKF)[23]。然而，由于PF算法需要对大量粒子进行采样和重采样，其计算复杂度会随着粒子数的增加大幅度增长，并且在状态变量维度较低且噪声服从高斯分布的非线性系统中，其表现出的追踪性能与EKF算法相近[22]。另外，BF算法通过贝叶斯定理进行目标状态更新，需要计算完整的预测目标状态后验概率分布，计算量庞大。与PF和BF算法相比，EKF在低维状态空间的高斯非线性系统中计算复杂度较低，并且能够表现出良好的跟踪性能[5]。

基于上述动机，本文研究了空中移动感知目标作为潜在窃听者时，IRS辅助ISAC系统的安全通信问题。本文的主要贡献可概括如下：

(1) 建立了IRS辅助ISAC系统上行通信传输模型，考虑感知目标快速移动的场景，在利用雷达回波信号估计出感知目标与基站之间的角度以及距离的基础上，通过EKF预测的目标实时轨迹和CSI调整基站发射波束成形和IRS反射波束成形。

(2) 在通过EKF预测出感知目标位置信息和CSI之后，对基站的发射和接收波束成形、IRS反射波束成形以及上行用户的发射功率进行联合优化，建立了最大化系统保密速率的优化问题。为了保证系统的跟踪性能，使用EKF过程的后验MSE作为跟踪性能约束，同时考虑基站的发射功率预算以及IRS的相移约束。由于该问题具有耦合和非凸特性，现有的方法难以直接求解，因此提出了一种基于交替优化的有效算法，将该非凸问题分解为3个易于处理的子问题，分别采用逐次凸逼近算法、丁克尔巴赫算法和优化最小化算法求解基站发射波束成形、IRS相移、上行链路用户发射功率以及基站接收波束成形。

(3) 仿真结果验证了所提方案的有效性和收敛性，表明了本方案可以提供良好的目标跟踪效果，实现对移动感知目标轨迹的准确预测。同时，与使用雷达回波信号估计目标轨迹的方案相比，所提方案获得的跟踪误差更小，能够使ISAC系统更准确地调整发射、反射波束成形，从而获得更显著的安全性能增益。另外，仿真结果表明，IRS在提升ISAC系统的安全传输性能方面具有很大的优势。

2　系统模型

考虑如图1所示的IRS辅助的ISAC系统，包括1个ISAC基站、1个快速移动的空中感知目标、1个合法的通信用户以及具有M个反射单元的IRS。其中，通信用户向基站发送信号，感知目标作为潜在的窃听者试图窃取来自用户的通信数据。为了辅助上行链路的合法通信以及抑制窃听链路的信号传输，将IRS部署在合法用户附近。基站配备$N_x \times N_y$的均匀线性平面阵列，在接收到信号后通过连续干扰消除技术分离通信信号和雷达回波信号[20]。

为了表述方便，建立3维空间中的直角坐标系。基站、IRS和合法用户的坐标分别表示为：$\boldsymbol{q}_{\mathrm{B}}=[0,0,0]^{\mathrm{T}}$，$\boldsymbol{q}_{\mathrm{I}}=[x_{\mathrm{I}},y_{\mathrm{I}},z_{\mathrm{I}}]^{\mathrm{T}}$，$\boldsymbol{q}_{\mathrm{U}}=[x_{\mathrm{U}},y_{\mathrm{U}},z_{\mathrm{U}}]^{\mathrm{T}}$。$t$时刻感知目标的位置表示为$\boldsymbol{q}_{\mathrm{E}}(t)=[x_{\mathrm{E}}(t),y_{\mathrm{E}}(t),z_{\mathrm{E}}(t)]^{\mathrm{T}}$，$0\le t\le T$。将时间块$T$离散成个$N$时隙，每个时隙的持续时间为$\delta=T/N$。在第$n$个时隙，感知目标的位置和速度分别可以近似成$\boldsymbol{q}_{\mathrm{E}}[n]=[x_{\mathrm{E}}[n],y_{\mathrm{E}}[n],z_{\mathrm{E}}[n]]^{\mathrm{T}}$，$\dot{\boldsymbol{q}}_{\mathrm{E}}=[\dot{x}_{\mathrm{E}}[n],\dot{y}_{\mathrm{E}}[n],\dot{z}_{\mathrm{E}}[n]]^{\mathrm{T}}$，令$\boldsymbol{c}_{\mathrm{E}}[n]=[\boldsymbol{q}_{\mathrm{E}}[n],\dot{\boldsymbol{q}}_{\mathrm{E}}[n]]^{\mathrm{T}}$为感知目标的状态向量。

假设合法用户和感知目标都分别配备了一根天线，从合法用户到感知目标、BS和IRS的等效信道分别由$h_{\mathrm{UE}}\in\mathbb{C}^{1\times1}$，$\boldsymbol{h}_{\mathrm{UB}}\in\mathbb{C}^{N_xN_y\times1}$，$\boldsymbol{h}_{\mathrm{UI}}\in\mathbb{C}^{M\times1}$表示，从IRS到感知目标、基站的等效信道由$\boldsymbol{h}_{\mathrm{IE}}\in\mathbb{C}^{M\times1}$，$\boldsymbol{H}_{\mathrm{IB}}\in\mathbb{C}^{N_xN_y\times M}$表示，从基站到感知目标的信道由$\boldsymbol{h}_{\mathrm{BE}}\in\mathbb{C}^{N_xN_y\times1}$表示。由于感知目标位于空中，假设其在基站和用户的视距范围内没有

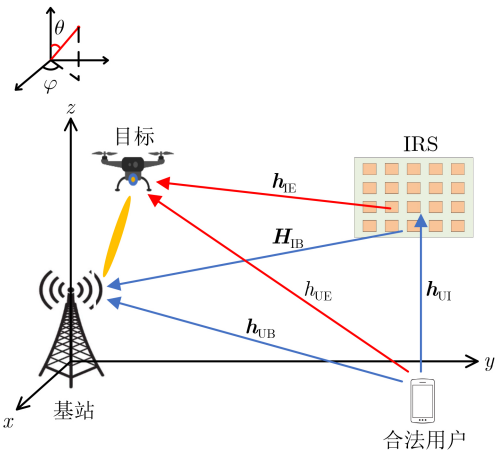


图 1 系统模型

障碍物遮挡。由于感知目标通常是非合作目标，难以获得其完美的CSI。因此，将$\boldsymbol{h}_{\mathrm{BE}}$和$h_{\mathrm{UE}}$建模为

$$\boldsymbol{h}_{\mathrm{BE}}[n]=\sqrt{\rho_0 d_{\mathrm{BE}}^{-r_{\mathrm{BE}}}[n]}\boldsymbol{a}_{\mathrm{B}}(\theta_{\mathrm{BE}}[n],\varphi_{\mathrm{BE}}[n]) \tag{1}$$

$$h_{\mathrm{UE}}[n]=\sqrt{\rho_0 d_{\mathrm{UE}}^{-r_{\mathrm{UE}}}[n]} \tag{2}$$

$d_{\mathrm{BE}}[n]$, $d_{\mathrm{UE}}[n]$分别表示感知目标在第n个时隙与基站及用户的距离，ρ_0表示参考距$d_0=1$ m离时的信道功率增益，r_{BE}，r_{UE}为路径损耗的衰落指数，$\boldsymbol{a}_{\mathrm{B}}(\theta_{\mathrm{BE}}[n],\varphi_{\mathrm{BE}}[n])$为基站发射信号的阵列响应向量

$$\begin{aligned}\boldsymbol{a}_{\mathrm{B}}(\theta_{\mathrm{BE}}[n],\varphi_{\mathrm{BE}}[n]))=&\boldsymbol{a}_{\mathrm{B},x}(\theta_{\mathrm{BE}}[n],\varphi_{\mathrm{BE}}[n])\\&\otimes\boldsymbol{a}_{\mathrm{B},y}(\theta_{\mathrm{BE}}[n],\varphi_{\mathrm{BE}}[n])\end{aligned} \tag{3}$$

其中，$(\theta_{\mathrm{BE}}[n],\varphi_{\mathrm{BE}}[n])$为基站处信号AoD的俯仰角和方位角，$\otimes$是克罗内克积，$\boldsymbol{a}_{\mathrm{B},x}(\theta_{\mathrm{BE}}[n],\varphi_{\mathrm{BE}}[n])$，$\boldsymbol{a}_{\mathrm{B},y}(\theta_{\mathrm{BE}}[n],\varphi_{\mathrm{BE}}[n])$分别为阵列导向矢量在$\boldsymbol{x}$, $\boldsymbol{y}$方向上的分量

$$\begin{aligned}\boldsymbol{a}_{\mathrm{B},x}(\theta_{\mathrm{BE}}[n],\varphi_{\mathrm{BE}}[n])=&\Big[1,\ \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\frac{2\pi}{\lambda}d_x\sin(\theta_{\mathrm{BE}}[n])\cos(\varphi_{\mathrm{BE}}[n])},\\&\cdots,\ \mathrm{e}^{-\mathrm{j}(N_x-1)\frac{2\pi}{\lambda}d_x\sin(\theta_{\mathrm{BE}}[n])\cos(\varphi_{\mathrm{BE}}[n])}\Big]^{\mathrm{T}}\\\boldsymbol{a}_{\mathrm{B},y}(\theta_{\mathrm{BE}}[n],\varphi_{\mathrm{BE}}[n])=&\Big[1,\ \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\frac{2\pi}{\lambda}d_y\sin(\theta_{\mathrm{BE}}[n])\sin(\varphi_{\mathrm{BE}}[n])},\\&\cdots,\ \mathrm{e}^{-\mathrm{j}(N_y-1)\frac{2\pi}{\lambda}d_y\sin(\varphi_{\mathrm{BE}}[n])\sin(\theta_{\mathrm{BE}}[n])}\Big]^{\mathrm{T}}\end{aligned} \tag{4}$$

其中，$\sin(\theta_{\mathrm{BE}}[n])\cos(\varphi_{\mathrm{BE}}[n])=x_{\mathrm{E}}[n]/d_{\mathrm{BE}}[n]$，$\sin(\varphi_{\mathrm{BE}}[n])\sin(\theta_{\mathrm{BE}}[n])=y_{\mathrm{E}}[n]/d_{\mathrm{BE}}[n]$。发射天线到接收天线的自干扰(Self-Interference, SI)信道$\boldsymbol{H}_{\mathrm{SI}}$可以表示为[10]

$$\boldsymbol{H}_{\mathrm{SI}}=\eta\tilde{\boldsymbol{H}}_{\mathrm{SI}} \tag{5}$$

η表示残余SI的等效信道增益，$\tilde{\boldsymbol{H}}_{\mathrm{SI}}$遵循标准复高斯分布。由于感知目标和IRS位置较高，之间几乎没有障碍物遮挡，因此假设它们之间的信道只有LoS分量；合法用户位于地面，考虑其周围存在局部散射，因此IRS-合法用户之间的信道采用莱斯信道模型。同时IRS为$\boldsymbol{x}$-$\boldsymbol{y}$平面上的均匀面阵，由$M=M_x\times M_z$个无源反射单元组成，$\boldsymbol{h}_{\mathrm{IE}}$, $\boldsymbol{h}_{\mathrm{UI}}$可以分别表示为

$$\boldsymbol{h}_{\mathrm{IE}}=\sqrt{\rho_0 d_{\mathrm{IE}}^{-r_{\mathrm{IE}}}}\boldsymbol{a}_{\mathrm{I}}^{\mathrm{H}}(\theta_{\mathrm{IE}},\varphi_{\mathrm{IE}}) \tag{6}$$

$$\begin{aligned}\boldsymbol{h}_{\mathrm{UI}}=\sqrt{\rho_0 {d_{\mathrm{UI}}}^{-r_{\mathrm{UI}}}}\Bigg(&\sqrt{\frac{K_{\mathrm{r}}}{K_{\mathrm{r}}+1}}\boldsymbol{h}_{\mathrm{UI,los}}\\&+\sqrt{\frac{1}{K_{\mathrm{r}}+1}}\boldsymbol{h}_{\mathrm{UI,nlos}}\Bigg)\end{aligned} \tag{7}$$

其中$\boldsymbol{a}_{\mathrm{I}}$为IRS的阵列响应向量，由式(8)表示

$$\begin{aligned}\boldsymbol{a}_{\mathrm{I}}(\theta,\varphi)=&\Big[1,\ \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\frac{2\pi}{\lambda}d\sin(\varphi)\sin(\theta)},\ \cdots,\\&\mathrm{e}^{-\mathrm{j}(M_x-1)\frac{2\pi}{\lambda}d\sin(\varphi)\sin(\theta)}\Big]^{\mathrm{T}}\\&\otimes\Big[1,\ \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\frac{2\pi}{\lambda}d\cos(\theta)},\ \cdots,\\&\mathrm{e}^{-\mathrm{j}(M_z-1)\frac{2\pi}{\lambda}d\cos(\theta)}\Big]^{\mathrm{T}}\end{aligned} \tag{8}$$

$\sin(\varphi_{\mathrm{IE}}[n])\ \sin(\theta_{\mathrm{IE}}[n])=(y_{\mathrm{E}}[n]-y_{\mathrm{I}})/\ d_{\mathrm{IE}}[n]$，$\cos(\theta_{\mathrm{IE}}[n])=(z_{\mathrm{E}}[n]-z_{\mathrm{I}})/d_{\mathrm{IE}}[n]$。$d_{\mathrm{IE}}[n]$表示在第$n$个时隙感知目标与IRS的距离，$d_{\mathrm{UI}}$表示用户与IRS的距离。$\boldsymbol{h}_{\mathrm{IE,los}}$为IRS-用户信道的LoS分量，表示成$\boldsymbol{h}_{\mathrm{UI,los}}=\boldsymbol{a}_{\mathrm{I}}^{\mathrm{H}}(\theta_{\mathrm{UI}},\varphi_{\mathrm{UI}})$，$\boldsymbol{h}_{\mathrm{IE,\ nlos}}$为NLoS分量，服从标准复高斯分布，$r_{\mathrm{UI}}$,$r_{\mathrm{IE}}$为路径损耗的衰落指数，$d$为IRS相邻单元的间隔距离，$K_{\mathrm{r}}$表示莱斯因子。$(\theta_{\mathrm{IE}},\varphi_{\mathrm{IE}})$, $(\theta_{\mathrm{UI}},\varphi_{\mathrm{UI}})$表示IRS的信号AoD、到达角(Angle of Arrival, AoA)的仰角和方位角。由于IRS-感知目标链路中的波束角和信道增益因目标的移动性而发生变化，因此，IRS-感知目标的信道在时隙n表示为

$$\boldsymbol{h}_{\mathrm{IE}}[n]=\sqrt{\rho_0 {d_{\mathrm{IE}}}^{-r_{\mathrm{IE}}}[n]}\boldsymbol{a}_{\mathrm{I}}(\theta_{\mathrm{IE}}[n],\varphi_{\mathrm{IE}}[n]) \tag{9}$$

由于IRS被部署在合法用户附近，因此忽略IRS对感知信号的影响。此外，由于信号经历超过两次反射会有显著的衰减，所以不考虑多次反射的信号。基于此，基站接收的信号可以表示为

$$\begin{aligned}y_{\mathrm{B}}[n]=&\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{h}_{\mathrm{UB}}+\boldsymbol{H}_{\mathrm{IB}}\boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{h}_{\mathrm{UI}})\sqrt{P}s\\&+\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{H}_{\mathrm{SI}}+\zeta[n]\boldsymbol{a}_{\mathrm{B}}(\theta_{\mathrm{BE}}[n],\varphi_{\mathrm{BE}}[n])\\&\cdot\boldsymbol{a}_{\mathrm{B}}^{\mathrm{H}}(\theta_{\mathrm{BE}}[n],\varphi_{\mathrm{BE}}[n]))\boldsymbol{f}x+\boldsymbol{n}_{\mathrm{B}}\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}\end{aligned} \tag{10}$$

其中，$\boldsymbol{w}\in\mathbb{C}^{N_xN_y\times1}$表示基站对接收信号的波束成形向量，有$\|\boldsymbol{w}\|^2=1$。用户的发送信号和传输功率分别为$s$和$P$。为了简化问题，假设$s$是具有零均值和单位协方差的圆对称复高斯随机变量，即$s\sim\mathcal{CN}(0,1)$, $\mathrm{E}[|s|^2]=1$。x是基站发送的感知信号，$\boldsymbol{f}\in\mathbb{C}^{N_xN_y\times1}$为基站的发射波束成形向量，$\boldsymbol{n}_{\mathrm{B}}\sim\mathcal{CN}(0,\sigma_{\mathrm{B}}^2\boldsymbol{I})$为基站处的复加性高斯白噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN)。$\boldsymbol{\Phi}=\mathrm{diag}(\mathrm{e}^{\mathrm{j}\psi_1},\mathrm{e}^{\mathrm{j}\psi_2},\cdots,\mathrm{e}^{\mathrm{j}\psi_M})$表示IRS的相移矩阵，$\psi_m\in[0,2\pi)$, $m=1,2,\cdots,M$是IRS第m个反射单元对入射信号的相移。$\zeta[n]$是由路径损耗和雷达截面(Radar Cross-Section，RCS)的反射系数所组成的标量，可以表示为

$$\zeta[n]=\sqrt{\rho_0/d_{\mathrm{BE}}^2[n]\times\xi/d_{\mathrm{BE}}^2[n]} \tag{11}$$

其中，ξ表示RCS反射系数。引入变量$\boldsymbol{h}_{\mathrm{B}}=\boldsymbol{h}_{\mathrm{UB}}+\boldsymbol{H}_{\mathrm{IB}}\boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{h}_{\mathrm{UI}}$，则基站接收的上行链路通信信号的SINR可以表示为

$$\gamma_{\mathrm{B}}[n]=\frac{P\left|\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{h}_{\mathrm{B}}\right|^{2}}{\left|\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{A}(\theta_{\mathrm{BE}}[n],\varphi_{\mathrm{BE}}[n])\boldsymbol{f}\right|^{2}+\sigma_{\mathrm{B}}^{2}\|\boldsymbol{w}\|^{2}} \tag{12}$$

其中，$\boldsymbol{A}(\theta_{\mathrm{BE}}[n],\varphi_{\mathrm{BE}}[n])=\boldsymbol{H}_{\mathrm{SI}}+\zeta[n]\boldsymbol{a}_{\mathrm{B}}(\theta_{\mathrm{BE}}[n],\varphi_{\mathrm{BE}}[n])\boldsymbol{a}_{\mathrm{B}}^{\mathrm{H}}(\theta_{\mathrm{BE}}[n],\varphi_{\mathrm{BE}}[n])$。相应地，感知目标接收的信号及其SINR可以分别表示为

$$y_{\mathrm{E}}[n]=(h_{\mathrm{UE}}s+\boldsymbol{h}_{\mathrm{IE}}^{\mathrm{H}}[n]\boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{h}_{\mathrm{UI}})\sqrt{P}s+\boldsymbol{h}_{\mathrm{BE}}^{\mathrm{H}}[n]\boldsymbol{f}x+n_{\mathrm{E}} \tag{13}$$

$$\gamma_{\mathrm{E}}[n]=\frac{P\left|\boldsymbol{h}_{\mathrm{E}}[n]\right|^{2}}{\left|\boldsymbol{h}_{\mathrm{BE}}^{\mathrm{H}}[n]\boldsymbol{f}\right|^{2}+\sigma_{\mathrm{E}}^{2}} \tag{14}$$

其中，$\boldsymbol{h}_{\mathrm{E}}[n]=h_{\mathrm{UE}}[n]+\boldsymbol{h}_{\mathrm{IE}}^{\mathrm{H}}[n]\boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{h}_{\mathrm{UI}}$，$n_{\mathrm{E}}\sim\mathcal{CN}(0,\sigma_{\mathrm{E}}^{2})$表示感知目标处的AWGN。

从接收信号中减去解调的上行链路信号之后，可以采用传统雷达系统中的自干扰消除技术来减轻自干扰的影响[23]。因此，本文采用回波信号的SNR作为雷达感知的性能度量。雷达回波信号SNR可以写成

$$\mathrm{SNR}[n]=\frac{G\zeta[n]^{2}\left|\boldsymbol{a}_{\mathrm{B}}(\theta_{\mathrm{BE}}[n],\varphi_{\mathrm{BE}}[n])\boldsymbol{a}_{\mathrm{B}}^{\mathrm{H}}(\theta_{\mathrm{BE}}[n],\varphi_{\mathrm{BE}}[n])\boldsymbol{f}\right|^{2}}{\sigma_{\mathrm{B}}^{2}} \tag{15}$$

G表示匹配滤波器增益。在时隙n，系统的可实现保密速率为

$$R_{\mathrm{sec}}[n]=[\log_{2}(1+\gamma_{\mathrm{B}}[\mathrm{n}])-\log_{2}(1+\gamma_{\mathrm{E}}[n])]^{+} \tag{16}$$

3　基于扩展卡尔曼滤波的轨迹跟踪算法

由于感知目标是移动的，其位置和速度会随着时间变化。因此，为了尽可能提升系统的保密速率，需要利用ISAC系统的雷达感知功能对目标每个时隙的具体位置进行追踪。考虑到目标的快速移动性，利用雷达回波信号估计出的目标状态可能是过时的。卡尔曼滤波作为一种有效的轨迹跟踪算法，能够基于雷达回波提供的测量参数对目标的运动轨迹进行实时预测。然而，由于空中目标在3维空间中随机运动，其测量模型的非线性导致线性卡尔曼滤波(Linear Kalman Filtering, LKF)无法直接应用。因此，本文使用EKF技术对非线性模型进行局部线性化以及跟踪和预测感知目标的状态。根据预测出的感知目标位置信息，可以对基站的发射波束成形和IRS反射波束成形进行实时调整，提升系统的安全性。

3.1　建立测量模型

基于雷达回波信号，可以得到目标的相关测量参数$\{\hat{\tau}[n],\hat{\mu}[n],\hat{\theta}_{\mathrm{BE}}[n],\hat{\varphi}_{\mathrm{BE}}[n]\}$，其中$\hat{\tau}[n]$和$\hat{\mu}[n]$分别是时隙$n$的往返时延和多普勒频移的估计值。

建立测量参数和感知目标状态之间的关系，得到感知目标状态向量$\boldsymbol{c}_{\mathrm{E}}[n]$的测量模型为

$$\left.\begin{aligned}
\hat{\tau}[n]&=\frac{2\left\|\boldsymbol{q}_{\mathrm{E}}[n]\right\|}{\mathrm{c}}+w_{\tau[n]}\\
\hat{\mu}[n]&=\frac{2f_{\mathrm{c}}\dot{\boldsymbol{q}}_{\mathrm{E}}^{\mathrm{T}}[n]\boldsymbol{q}_{\mathrm{E}}[n]}{\mathrm{c}\left\|\boldsymbol{q}_{\mathrm{E}}[n]\right\|}+w_{\mu[n]}\\
\sin\hat{\theta}_{\mathrm{BE}}[n]&=\frac{y_{\mathrm{E}}[n]}{\left\|\widehat{\boldsymbol{q}}_{\mathrm{E}}[n]\right\|}+w_{\sin\theta_{\mathrm{BE}}[n]}\\
\cos\hat{\theta}_{\mathrm{BE}}[n]&=\frac{x_{\mathrm{E}}[n]}{\left\|\widehat{\boldsymbol{q}}_{\mathrm{E}}[n]\right\|}+w_{\cos\theta_{\mathrm{BE}}[n]}\\
\cos\hat{\varphi}_{\mathrm{BE}}[n]&=\frac{z_{\mathrm{E}}[n]}{\left\|\boldsymbol{q}_{\mathrm{E}}[n]\right\|}+w_{\cos\varphi_{\mathrm{BE}}[n]}
\end{aligned}\right\} \tag{17}$$

其中，f_{c}和c分别表示载波频率和光速，$\left\|\widehat{\boldsymbol{q}}_{\mathrm{E}}[n]\right\|=\sqrt{x_{\mathrm{E}}^{2}[n]+y_{\mathrm{E}}^{2}[n]}$表示感知目标和基站之间的水平距离，$w_{\tau[n]}$，$w_{\mu[n]}$，$w_{\sin\theta_{\mathrm{BE}}[n]}$，$w_{\cos\theta_{\mathrm{BE}}[n]}$和$w_{\cos\varphi_{\mathrm{BE}}[n]}$分别表示具有零均值和方差为$\sigma_{\tau[n]}^{2}$，$\sigma_{\mu[n]}^{2}$，$\sigma_{\sin\theta_{\mathrm{BE}}[n]}^{2}$，$\sigma_{\cos\theta_{\mathrm{BE}}[n]}^{2}$和$\sigma_{\sin\varphi_{\mathrm{BE}}[n]}^{2}$的测量高斯噪声。测量噪声与式(15)中的接收回波SNR成反比，可以表示为$\sigma_{\tau[n]}^{2}=b_{1}/\mathrm{SNR}$，$\sigma_{\mu[n]}^{2}=b_{2}/\mathrm{SNR}$，$\sigma_{\theta_{\mathrm{BE}}[n]}^{2}=b_{3}/\mathrm{SNR}$，$\sigma_{\varphi_{\mathrm{BE}}[n]}^{2}=b_{4}/\mathrm{SNR}$，其中$b_{i},i=1,2,3,4$是与系统配置和特定信号处理算法相关的常数[5]。此外，当$\sigma_{\theta_{\mathrm{BE}}[n]}^{2}$和$\sigma_{\varphi_{\mathrm{BE}}[n]}^{2}$较小时，可以通过三角恒等式逼近将测量的信号矢量表示为$\sigma_{\sin\theta_{\mathrm{BE}}[n]}\approx\cos\hat{\theta}_{\mathrm{BE}}[n]\sigma_{\theta_{\mathrm{BE}}[n]}$，$\sigma_{\cos\theta_{\mathrm{BE}}[n]}\approx\sin\hat{\theta}_{\mathrm{BE}}[n]\sigma_{\theta_{\mathrm{BE}}[n]}$，$\sigma_{\cos\varphi_{\mathrm{BE}}[n]}\approx\sin\hat{\varphi}_{\mathrm{BE}}[n]\sigma_{\varphi_{\mathrm{BE}}[n]}$。式(17)中的测量模型可以改写为

$$\boldsymbol{\Sigma}[n]=g_{n}(\boldsymbol{c}_{\mathrm{E}}[n])+\boldsymbol{w}[n] \tag{18}$$

其中，$\boldsymbol{w}[n]=[w_{\tau[n]},w_{\mu[n]},w_{\sin\theta_{\mathrm{BE}}[n]},w_{\cos\theta_{\mathrm{BE}}[n]},w_{\cos\varphi_{\mathrm{BE}}[n]}]^{\mathrm{T}}$表示具有零均值的高斯噪声向量。$\boldsymbol{w}[n]$的协方差矩阵$\boldsymbol{Q}_{\boldsymbol{w}}$由式(19)给出[23]

$$\boldsymbol{Q}_{\boldsymbol{w}}=\mathrm{diag}\left(\frac{a_{1}}{\mathrm{SNR}},\frac{a_{2}}{\mathrm{SNR}},\frac{a_{3}\cos^{2}\hat{\theta}_{\mathrm{BE}}[n]}{\mathrm{SNR}},\frac{a_{3}\sin^{2}\hat{\theta}_{\mathrm{BE}}[n]}{\mathrm{SNR}},\frac{a_{4}\cos^{2}\hat{\varphi}_{\mathrm{BE}}[n]}{\mathrm{SNR}}\right) \tag{19}$$

其中$\mathrm{diag}(l)$表示对角矩阵，l是相应的对角元素。

3.2　建立状态演化模型

采用近恒速模型跟踪移动的感知目标，感知目标的状态演化模型可以表示为

$$\boldsymbol{c}_{\mathrm{E}}[n]=\boldsymbol{S}_{\mathrm{cv}}\boldsymbol{c}_{\mathrm{E}}[n-1]+\boldsymbol{z}[n] \tag{20}$$

$$\boldsymbol{S}_{\mathrm{cv}}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{I}_{3}&\delta\boldsymbol{I}_{3}\\\boldsymbol{0}_{3}&\boldsymbol{I}_{3}\end{bmatrix} \tag{21}$$

其中，$\boldsymbol{S}_{\mathrm{cv}}$是状态转移矩阵，$\boldsymbol{I}_{3}$和$\boldsymbol{0}_{3}$分别是$3\times3$的单位矩阵和0矩阵，$\boldsymbol{z}[n]$是协方差矩阵为$\boldsymbol{Q}_{\mathrm{c}}$的噪声项，$\boldsymbol{Q}_{\mathrm{c}}$由式(22)表示

$$\boldsymbol{Q}_{\mathrm{c}}=\mathrm{diag}\left(\frac{\delta^4}{4}\sigma_x^2,\frac{\delta^4}{4}\sigma_y^2,\frac{\delta^4}{4}\sigma_z^2,\delta^2\sigma_{\dot{x}}^2,\delta^2\sigma_{\dot{y}}^2,\delta^2\sigma_{\dot{z}}^2\right) \tag{22}$$

$[\sigma_x,\sigma_y,\sigma_z]^{\mathrm{T}}$和$[\sigma_{\dot{x}},\sigma_{\dot{y}},\sigma_{\dot{z}}]^{\mathrm{T}}$分别表示感知目标的位置和速度在$x$轴、$y$轴和$z$轴3个方向上的独立方差。

3.3 扩展卡尔曼滤波追踪算法

基于轨迹跟踪系统的状态测量和状态演化模型，提出一种EKF跟踪算法来获取感知目标的状态。由于式(18)中的测量模型是非线性的，本文采用扩展卡尔曼滤波器并将测量模型线性化。为了表述方便，省略时隙索引，并将雅各比矩阵$\dfrac{\partial g_n}{\partial\hat{\boldsymbol{c}}_{\mathrm{E}}[n|n-1]}$表示为$\boldsymbol{G}_n$

$$\boldsymbol{G}_n=\begin{bmatrix}\dfrac{2x_{\mathrm{E}}}{\mathrm{c}\left\|\boldsymbol{q}_{\mathrm{E}}\right\|} & \dfrac{2y_{\mathrm{E}}}{\mathrm{c}\left\|\boldsymbol{q}_{\mathrm{E}}\right\|} & \dfrac{2z_{\mathrm{E}}}{\mathrm{c}\left\|\boldsymbol{q}_{\mathrm{E}}\right\|} & 0 & 0 & 0\\ f_x & f_y & f_z & \dfrac{2f_{\mathrm{c}}x_{\mathrm{E}}}{\mathrm{c}\left\|\boldsymbol{q}_{\mathrm{E}}\right\|} & \dfrac{2f_{\mathrm{c}}y_{\mathrm{E}}}{\mathrm{c}\left\|\boldsymbol{q}_{\mathrm{E}}\right\|} & \dfrac{2f_{\mathrm{c}}z_{\mathrm{E}}}{\mathrm{c}\left\|\boldsymbol{q}_{\mathrm{E}}\right\|}\\ \dfrac{x_{\mathrm{E}}y_{\mathrm{E}}}{\left\|\boldsymbol{q}_{\mathrm{E}}\right\|^3} & \dfrac{{x_{\mathrm{E}}}^2}{\left\|\widehat{\boldsymbol{q}}_{\mathrm{E}}\right\|^3} & 0 & 0 & 0 & 0\\ \dfrac{{y_{\mathrm{E}}}^2}{\left\|\widehat{\boldsymbol{q}}_{\mathrm{E}}\right\|^3} & -\dfrac{x_{\mathrm{E}}y_{\mathrm{E}}}{\left\|\boldsymbol{q}_{\mathrm{E}}\right\|^3} & 0 & 0 & 0 & 0\\ -\dfrac{x_{\mathrm{E}}z_{\mathrm{E}}}{\left\|\boldsymbol{q}_{\mathrm{E}}\right\|^3} & -\dfrac{y_{\mathrm{E}}z_{\mathrm{E}}}{\left\|\boldsymbol{q}_{\mathrm{E}}\right\|^3} & \dfrac{{x_{\mathrm{E}}}^2+{y_{\mathrm{E}}}^2-{z_{\mathrm{E}}}^2}{\left\|\boldsymbol{q}_{\mathrm{E}}\right\|^3} & 0 & 0 & 0\end{bmatrix} \tag{23}$$

其中，$f_x=\dfrac{2f_{\mathrm{c}}}{\mathrm{c}}\left(\dfrac{\dot{x}_{\mathrm{E}}}{\left\|\boldsymbol{q}_{\mathrm{E}}\right\|}-\dfrac{\dot{\boldsymbol{q}}_{\mathrm{E}}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{q}_{\mathrm{E}}x_{\mathrm{E}}}{\left\|\boldsymbol{q}_{\mathrm{E}}\right\|^3}\right)$，$f_y=\dfrac{2f_{\mathrm{c}}}{\mathrm{c}}\left(\dfrac{\dot{y}_{\mathrm{E}}}{\left\|\boldsymbol{q}_{\mathrm{E}}\right\|}-\dfrac{\dot{\boldsymbol{q}}_{\mathrm{E}}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{q}_{\mathrm{E}}y_{\mathrm{E}}}{\left\|\boldsymbol{q}_{\mathrm{E}}\right\|^3}\right)$，$f_z=\dfrac{2f_{\mathrm{c}}}{\mathrm{c}}\left(\dfrac{\dot{z}_{\mathrm{E}}}{\left\|\boldsymbol{q}_{\mathrm{E}}\right\|}-\dfrac{\dot{\boldsymbol{q}}_{\mathrm{E}}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{q}_{\mathrm{E}}z_{\mathrm{E}}}{\left\|\boldsymbol{q}_{\mathrm{E}}\right\|^3}\right)$。

按照卡尔曼滤波的标准程序，状态预测和跟踪算法总结如下[5]：

(1)感知目标状态先验预测

$$\hat{\boldsymbol{c}}_{\mathrm{E}}[n|n-1]=\boldsymbol{S}_{\mathrm{cv}}\hat{\boldsymbol{c}}_{\mathrm{E}}[n-1] \tag{24}$$

(2)得到先验均方误差矩阵(Mean Square Error, MSE)

$$\boldsymbol{M}[n|n-1]=\boldsymbol{S}_{\mathrm{cv}}\boldsymbol{M}[n-1]\boldsymbol{S}_{\mathrm{cv}}^{\mathrm{H}}+\boldsymbol{Q}_{\mathrm{c}} \tag{25}$$

(3)计算卡尔曼增益矩阵

$$\boldsymbol{K}[n]=\boldsymbol{M}[n|n-1]\boldsymbol{G}_n^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{Q}_{\boldsymbol{w}}+\boldsymbol{G}_n\boldsymbol{M}[n-1|n]\boldsymbol{G}_n^{\mathrm{H}})^{-1} \tag{26}$$

(4)感知目标状态后验预测

$$\hat{\boldsymbol{c}}_{\mathrm{E}}[n]=\hat{\boldsymbol{c}}_{\mathrm{E}}[n|n-1]+\boldsymbol{K}[n](\boldsymbol{\Sigma}[n]-g_n(\hat{\boldsymbol{c}}_{\mathrm{E}}[n|n-1])) \tag{27}$$

(5)后验MSE矩阵

$$\boldsymbol{M}[n]=(\boldsymbol{I}-\boldsymbol{K}[n]\boldsymbol{G}_n)\boldsymbol{M}[n|n-1] \tag{28}$$

在$n-1$时隙，基站基于接收到的回波测量值$\boldsymbol{\Sigma}[n-1]$细化预测的目标状态，以获得被用作下一次迭代的预测器输入值$\hat{\boldsymbol{c}}_{\mathrm{E}}[n-1]$，然后在下一次迭代中通过式(24)获得时隙$n$感知目标状态的先验预测值$\hat{\boldsymbol{c}}_{\mathrm{E}}[n|n-1]$，使用$\hat{\boldsymbol{c}}_{\mathrm{E}}[n|n-1]$中所包含的位置信息$\hat{\boldsymbol{q}}_{\mathrm{E}}[n|n-1]$更新第$n$个时隙基站-感知目标、用户-感知目标以及IRS-感知目标的信道$\boldsymbol{h}_{\mathrm{BE}}[n]$, $h_{\mathrm{UE}}[n]$和$\boldsymbol{h}_{\mathrm{IE}}[n]$，并将获得的信道信息用于系统安全传输的联合波束形成设计。

另外，式(15)中描述的后验MSE矩阵$\boldsymbol{M}[n]$能够用来衡量EKF的预测效果。具体而言，$\boldsymbol{M}[n]$中的对角元素表示对$\boldsymbol{c}_{\mathrm{E}}[n]$中每个状态变量的预测误差大小，非对角元素表示状态变量之间的相关性[5]。因此，为了保证EKF能够准确预测感知目标在第n个时隙的位置，使基站和IRS能够在时隙n准确调整发射以及反射波束成形，后验MSE矩阵应该满足：$\mathrm{tr}(\boldsymbol{M}[n])\le\Gamma_{\mathrm{E}}$。其中，$\Gamma_{\mathrm{E}}$是最大可容忍跟踪MSE阈值。

4 IRS辅助ISAC安全传输的联合波束形成设计

4.1 优化问题描述

在利用EKF预测出感知目标在第n个时隙的CSI后，通过联合设计基站接收波束成形向量$\boldsymbol{w}$、发射波束成形向量$\boldsymbol{f}$、IRS的相移矩阵$\boldsymbol{\Phi}$以及合法用户的发射功率P以最大化系统的保密速率，在实现安全传输的同时保证系统的感知性能以及基站处的发射和接收功率约束。因此，第n个时隙的优化问题可以表示为

$$\max_{P,\boldsymbol{\Phi},\boldsymbol{w},\boldsymbol{f}}\ R_{\mathrm{sec}}[n] \tag{29a}$$

$$\text{s.t. } 0\le P\le P_{\max}^{\mathrm{U}} \tag{29b}$$

$$|\boldsymbol{\Phi}_{m,m}|=1,\forall m=1,2,\cdots,M \tag{29c}$$

$$\|\boldsymbol{w}\|^2=1 \tag{29d}$$

$$\|\boldsymbol{f}\|^2\le P_{\max}^{\mathrm{B}} \tag{29e}$$

$$\mathrm{tr}(\boldsymbol{M}[n])\le\Gamma_{\mathrm{E}} \tag{29f}$$

其中，$P_{\max}^{\mathrm{U}}$和$P_{\max}^{\mathrm{B}}$分别表示合法用户和基站的最大发射功率，式(29c)表示对每个IRS反射系数的单位模约束，式(29f)为跟踪性能约束，Γ_{E}是最大可容忍跟踪MSE阈值。由于非凸的目标函数、约束以及耦合的优化变量，问题式(29)难以求解。当分别固定变量P,$\boldsymbol{\Phi}$,$\boldsymbol{w}$和$\boldsymbol{f}$时，问题(29)可以转化为3个凸的子问题进行求解，此时问题可以被有效地解决。因此，本文提出一种基于交替优化的联合波束形成算法求解问题式(29)。

4.2 发射波束成形与上行链路用户发射功率优化

对于给定的$\boldsymbol{\Phi}$, $\boldsymbol{w}$，通过引入辅助变量$\boldsymbol{H}_{\mathrm{BE}}[n]=\boldsymbol{h}_{\mathrm{BE}}[n]\boldsymbol{h}_{\mathrm{BE}}^{\mathrm{H}}[n]$ ， $\boldsymbol{A}_{\boldsymbol{w}}[n]=\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}(\theta_{\mathrm{BE}}[n],\varphi_{\mathrm{BE}}[n])\boldsymbol{w}\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{A}(\theta_{\mathrm{BE}}[n],\varphi_{\mathrm{BE}}[n])$，同时定义矩阵$\boldsymbol{F}=\boldsymbol{f}\boldsymbol{f}^{\mathrm{H}}$, $\boldsymbol{F}\succcurlyeq 0$且$\mathrm{rank}(\boldsymbol{F})=1$，可以将目标函数式(29a)展开并重写为

$$\begin{aligned}R_{\mathrm{sec}}[n]=&\log_2\left(1+\frac{\lambda_{\mathrm{B}}P\left|\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{h}_{\mathrm{B}}\right|^2}{\lambda_{\mathrm{B}}\mathrm{tr}(\boldsymbol{A}_{\boldsymbol{w}}[n]\boldsymbol{F})+1}\right)\\&-\log_2\left(1+\frac{\lambda_{\mathrm{E}}P|\boldsymbol{h}_{\mathrm{E}}[n]|^2}{\lambda_{\mathrm{E}}\mathrm{tr}(\boldsymbol{H}_{\mathrm{BE}}[n]\boldsymbol{F})+1}\right)\\=&\log_2\left(\lambda_{\mathrm{B}}P\left|\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{h}_{\mathrm{B}}\right|^2+\lambda_{\mathrm{B}}\mathrm{tr}(\boldsymbol{A}_{\boldsymbol{w}}[n]\boldsymbol{F})+1\right)\\&-\log_2(\lambda_{\mathrm{B}}\mathrm{tr}(\boldsymbol{A}_{\boldsymbol{w}}[n]\boldsymbol{F})+1)\\&-\log_2\left(\lambda_{\mathrm{E}}P|\boldsymbol{h}_{\mathrm{E}}[n]|^2+\lambda_{\mathrm{E}}\mathrm{tr}(\boldsymbol{H}_{\mathrm{BE}}[n]\boldsymbol{F})+1\right)\\&+\log_2(\lambda_{\mathrm{E}}\mathrm{tr}(\boldsymbol{H}_{\mathrm{BE}}[n]\boldsymbol{F})+1)\end{aligned}\tag{30}$$

其中，$\lambda_{\mathrm{B}}=1/\sigma_{\mathrm{B}}^2$, $\lambda_{\mathrm{E}}=1/\sigma_{\mathrm{E}}^2$。上式依然是关于变量$P$和$\boldsymbol{f}$的非凸函数，由于凸函数的1阶泰勒展开近似为函数的全局下限，凹函数的1阶泰勒展开近似是函数全局上限，因此使用连续凸近似算法(Successive Convex Approximation, SCA)，针对给定的点$\tilde{\boldsymbol{F}}$, $\tilde{P}$对式(33)进行1阶泰勒展开，构造目标函数的近似函数[24]

$$\begin{aligned}R_{\mathrm{sec}}[n]\geq&\log_2\left(\lambda_{\mathrm{B}}P\left|\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{h}_{\mathrm{B}}\right|^2+\lambda_{\mathrm{B}}\mathrm{tr}(\boldsymbol{A}_{\boldsymbol{w}}[n]\boldsymbol{F})+1\right)\\&+\log_2(\lambda_{\mathrm{B}}\mathrm{tr}(\boldsymbol{A}_{\boldsymbol{w}}[n]\boldsymbol{F})+1)\\&-\Bigg\{\log_2(\lambda_{\mathrm{B}}\mathrm{tr}(\boldsymbol{A}_{\boldsymbol{w}}[n]\tilde{\boldsymbol{F}})+1)\\&+\frac{\lambda_{\mathrm{B}}\mathrm{tr}(\boldsymbol{A}_{\boldsymbol{w}}[n](\boldsymbol{F}-\tilde{\boldsymbol{F}}))}{\ln 2(\lambda_{\mathrm{B}}\mathrm{tr}(\boldsymbol{A}_{\boldsymbol{w}}[n]\tilde{\boldsymbol{F}})+1)}\\&+\log_2\left(\lambda_{\mathrm{E}}\tilde{P}|\boldsymbol{h}_{\mathrm{E}}[n]|^2+\lambda_{\mathrm{E}}\mathrm{tr}(\boldsymbol{A}_{\boldsymbol{w}}[n]\tilde{\boldsymbol{F}})+1\right)\\&+\frac{\lambda_{\mathrm{E}}|\boldsymbol{h}_{\mathrm{E}}[n]|^2(P-\tilde{P})+\lambda_{\mathrm{E}}\mathrm{tr}(\boldsymbol{H}_{\mathrm{BE}}[n](\boldsymbol{F}-\tilde{\boldsymbol{F}}))}{\ln 2\left(\lambda_{\mathrm{E}}\tilde{P}|\boldsymbol{h}_{\mathrm{E}}[n]|^2+\lambda_{E}\mathrm{tr}(\boldsymbol{H}_{\mathrm{BE}}[n]\tilde{\boldsymbol{F}})+1\right)}\Bigg\}\\=&\bar{R}_{\mathrm{sec}}[n]\end{aligned}\tag{31}$$

此时，问题式(29)可以转化为

$$\max_{P,\boldsymbol{F}}\ \bar{R}_{\mathrm{sec}}[n]\tag{32a}$$

$$\text{s.t. 式(29b)、式(29f)}\tag{32b}$$

$$\mathrm{tr}(\boldsymbol{F})\leq P_{\max}^{\mathrm{B}},\boldsymbol{F}\succcurlyeq 0\tag{32c}$$

$$\mathrm{rank}(\boldsymbol{F})=1\tag{32d}$$

在问题式(32)中，约束式(32d)以及约束式(29f)是非凸的。针对秩-1约束，应用半正定松弛(Semi-Definite Relaxation, SDR)算法来松弛此约束。对于非凸约束项式(29f)，首先对MSE矩阵$\boldsymbol{M}[n]$进行处理，将式(26)代入到式(28)中，并且对矩阵$\boldsymbol{M}[n]$求逆，可以得到

$$\boldsymbol{M}^{-1}[n]=\boldsymbol{M}^{-1}[n|n-1]+\boldsymbol{G}_n^{\mathrm{H}}\boldsymbol{Q}_{\boldsymbol{w}}^{-1}\boldsymbol{G}_n\tag{33}$$

其中，$\boldsymbol{M}[n|n-1]$是预测的MSE矩阵，基于式(19)，可以得到$\boldsymbol{Q}_{\boldsymbol{w}}^{-1}=\mathrm{SNR}\cdot\tilde{\boldsymbol{Q}}_{\boldsymbol{w}}$ ， $\tilde{\boldsymbol{Q}}_{\boldsymbol{w}}=\mathrm{diag}(a_1,a_2,a_3\cos^2\hat{\theta}_{\mathrm{BE}}[n],a_3\sin^2\hat{\theta}_{\mathrm{BE}}[n],a_4\cos^2\hat{\varphi}_{\mathrm{BE}}[n])$是仅与测量参数$\hat{\theta}_{\mathrm{BE}}[n]$和$\hat{\varphi}_{\mathrm{BE}}[n]$有关的对角矩阵。引入辅助变量$v_i\geq 0$, $i\in\{1,\cdots,6\}$，利用舒尔补定理将式(29f)转化成如下约束[23]

$$\begin{bmatrix}\boldsymbol{M}^{-1}[n+1] & \boldsymbol{e}_i\\ \boldsymbol{e}_i^{\mathrm{T}} & v_i\end{bmatrix}\succcurlyeq 0\tag{34}$$

$$\sum_{i=1}^{6}v_i\leq\Gamma_{\mathrm{E}}\tag{35}$$

$$v_i\geq 0,i\in\{1,2,\cdots,6\}\tag{36}$$

$\boldsymbol{e}_i$为单位矩阵$\boldsymbol{I}_6$的第i列。因此，问题式(32)可以转变成

$$\max_{P,\boldsymbol{F}}\ \bar{R}_{\mathrm{sec}}\tag{37a}$$

$$\text{s.t. 式(29b)、式(32c)、式(34)、式(35)、式(36)}\tag{37b}$$

问题式(37)是一个凸问题，可以通过CVX工具箱求解[25]。

4.3 接收波束成形优化

通过引入变量$\boldsymbol{A}_{\boldsymbol{f}}[n]=\boldsymbol{A}(\theta_{\mathrm{BE}}[n],\varphi_{\mathrm{BE}}[n])\boldsymbol{f}\boldsymbol{f}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{A}(\theta_{\mathrm{BE}}[n],\varphi_{\mathrm{BE}}[n])^{\mathrm{H}}$ ， $\boldsymbol{H}_{\mathrm{B}}=\boldsymbol{h}_{\mathrm{B}}\boldsymbol{h}_{\mathrm{B}}^{\mathrm{H}}$ ，定义矩阵$\boldsymbol{W}=\boldsymbol{w}\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}$，忽略目标函数中与$\boldsymbol{w}$不相关的项，将问题式(29)改写为

$$\max_{\boldsymbol{W}}\ \frac{\lambda_{\mathrm{B}}P\mathrm{tr}(\boldsymbol{H}_{\mathrm{B}}\boldsymbol{W})}{\lambda_{\mathrm{B}}\mathrm{tr}(\boldsymbol{A}_{\boldsymbol{f}}[n]\boldsymbol{W})+1}\tag{38a}$$

$$\text{s.t. }\mathrm{tr}(\boldsymbol{W})=1,\ \boldsymbol{W}\succcurlyeq 0\tag{38b}$$

$$\mathrm{rank}(\boldsymbol{W})=1\tag{38c}$$

目标函数式(38a)中的分子是BS接收信号功率，为

凹函数，分母是仿射函数，为凸函数。因此问题式(38)是一个目标函数为伪凹函数的分式优化问题，其驻点是全局最优的，且可以证明在满足约束条件时，KKT最优条件(Karush-Kuhn-Tucker conditions, KKT)是充分的。因此，可以通过丁克尔巴赫算法来求得这一优化问题的全局最优解[26]。针对定义矩阵$\boldsymbol{W}$所产生的秩一约束，通过SDR方法对其进行松弛。基于上述思路，引入变量β，将问题式(38)转换为

$$\max_{\boldsymbol{W}} \ \lambda_{\mathrm{B}} P\mathrm{tr}(\boldsymbol{H}_{\mathrm{B}}\boldsymbol{W}) - \beta(\lambda_{\mathrm{B}}\mathrm{tr}(\boldsymbol{A}_{\boldsymbol{f}}[n]\boldsymbol{W}) + 1) \tag{39a}$$

$$\text{s.t. 式(38b)} \tag{39b}$$

其中，β可由式(40)得到

$$\beta = \frac{\lambda_{\mathrm{B}} P\mathrm{tr}(\boldsymbol{H}_{\mathrm{B}}\boldsymbol{W})}{\lambda_{\mathrm{B}}\mathrm{tr}(\boldsymbol{A}_{\boldsymbol{f}}[n]\boldsymbol{W}) + 1} \tag{40}$$

此时，目标函数式(39a)是一个严格凹函数，原非线性的分式优化问题被转换为了凸优化问题，可由CVX工具箱求解。

4.4 IRS的相移优化

将系统的保密速率展开并重写

$$\begin{aligned} R_{\mathrm{sec}}[n] &= \log_2\left(1+\frac{P\left|\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{h}_{\mathrm{B}}\right|^2}{\left|\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{A}(\theta_{\mathrm{BE}}[n],\varphi_{\mathrm{BE}}[n])\boldsymbol{f}\right|^2+\sigma_{\mathrm{B}}^2}\right) - \log_2\left(1+\frac{P|\boldsymbol{h}_{\mathrm{E}}[n]|^2}{\left|\boldsymbol{h}_{\mathrm{BE}}^{\mathrm{H}}[n]\boldsymbol{f}\right|^2+\sigma_{\mathrm{E}}^2}\right) \\ &= \underbrace{\log_2\left(\frac{\left|\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{A}(\theta_{\mathrm{BE}}[n],\varphi_{\mathrm{BE}}[n])\boldsymbol{f}\right|^2+\sigma_{\mathrm{B}}^2+P\left|\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{h}_{\mathrm{B}}\right|^2}{\left|\boldsymbol{h}_{\mathrm{BE}}^{\mathrm{H}}[n]\boldsymbol{f}\right|^2+\sigma_{\mathrm{E}}^2+P|\boldsymbol{h}_{\mathrm{E}}[n]|^2}\right)}_{①} - \underbrace{\log_2\left(\frac{\left|\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{A}(\theta_{\mathrm{BE}}[n],\varphi_{\mathrm{BE}}[n])\boldsymbol{f}\right|^2+\sigma_{\mathrm{B}}^2}{\left|\boldsymbol{h}_{\mathrm{BE}}^{\mathrm{H}}[n]\boldsymbol{f}\right|^2+\sigma_{\mathrm{E}}^2}\right)}_{②} \end{aligned} \tag{41}$$

当固定变量$\boldsymbol{w}$, P, $\boldsymbol{f}$时，式(41)中的②项为常数项，可在接下来的问题求解中忽略。令$\tilde{\sigma}_{\mathrm{B}}^2 = |\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{A}(\theta_{\mathrm{BE}}[n],\varphi_{\mathrm{BE}}[n])\boldsymbol{f}|^2+\sigma_{\mathrm{B}}^2$, $\tilde{\sigma}_{\mathrm{E}}^2 = |\boldsymbol{h}_{\mathrm{BE}}^{\mathrm{H}}[n]\boldsymbol{f}|^2+\sigma_{\mathrm{E}}^2$，可将问题式(29)重写为

$$\max_{\boldsymbol{\Phi}} \ \frac{P|\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{h}_{\mathrm{B}}|^2+\tilde{\sigma}_{\mathrm{B}}^2}{P|\boldsymbol{h}_{\mathrm{E}}[n]|^2+\tilde{\sigma}_{\mathrm{E}}^2} \tag{42a}$$

$$\text{s.t. 式(29c)} \tag{42b}$$

将目标函数式(42a)展开

$$\begin{aligned} &\frac{P\left|\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{h}_{\mathrm{B}}\right|^2+\tilde{\sigma}_{\mathrm{B}}^2}{P|\boldsymbol{h}_{\mathrm{E}}[n]|^2+\tilde{\sigma}_{\mathrm{E}}^2} \\ &= \frac{\left|\sqrt{P}\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{h}_{\mathrm{UB}}+\sqrt{P}\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{IB}}\boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{h}_{\mathrm{UI}}\right|^2+\tilde{\sigma}_{\mathrm{B}}^2}{\left|\sqrt{P}h_{\mathrm{UE}}[n]+\sqrt{P}\boldsymbol{h}_{\mathrm{IE}}^{\mathrm{H}}[n]\boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{h}_{\mathrm{UI}}\right|^2+\tilde{\sigma}_{\mathrm{E}}^2} \end{aligned} \tag{43}$$

引入变量$\boldsymbol{v}^{\mathrm{H}}=[v_1,v_2,\cdots,v_M]$，其中$\forall v_m=\boldsymbol{\Phi}_{m,m}$，则$\boldsymbol{\Phi}=\mathrm{diag}(\boldsymbol{v}^{\mathrm{H}})$。通过使用等式$\boldsymbol{a}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{b}=\boldsymbol{\Phi}^{\mathrm{H}}\mathrm{diag}\{\boldsymbol{a}^{\mathrm{H}}\}\boldsymbol{b}$，得到

$$\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{IB}}\boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{h}_{\mathrm{UI}} = \boldsymbol{v}^{\mathrm{H}}\mathrm{diag}(\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{IB}})\boldsymbol{h}_{\mathrm{UI}} \tag{44}$$

$$\boldsymbol{h}_{\mathrm{IE}}^{\mathrm{H}}[n]\boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{h}_{\mathrm{UI}} = \boldsymbol{v}^{\mathrm{H}}\mathrm{diag}(\boldsymbol{h}_{\mathrm{IE}}^{\mathrm{H}}[n])\boldsymbol{h}_{\mathrm{UI}} \tag{45}$$

令$\boldsymbol{\alpha}_{\mathrm{B}}=\sqrt{P}\mathrm{diag}(\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{IB}})\boldsymbol{h}_{\mathrm{UI}}$, $\boldsymbol{\alpha}_{\mathrm{E}}=\sqrt{P}\mathrm{diag}(\boldsymbol{h}_{\mathrm{IE}}^{\mathrm{H}}[n])\boldsymbol{h}_{\mathrm{UI}}$, $\tilde{\boldsymbol{\alpha}}_{\mathrm{B}}=\sqrt{P}\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{h}_{\mathrm{UB}}$, $\tilde{\alpha}_{\mathrm{E}}=\sqrt{P}h_{\mathrm{UE}}[n]$，可以将问题式(42)重写成

$$\min_{\boldsymbol{v}} \ f_1(\boldsymbol{v}) = \frac{|\boldsymbol{v}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\alpha}_{\mathrm{E}}+\tilde{\alpha}_{\mathrm{E}}|^2+\tilde{\sigma}_{\mathrm{E}}^2}{|\boldsymbol{v}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\alpha}_{\mathrm{B}}+\tilde{\alpha}_{\mathrm{B}}|^2+\tilde{\sigma}_{\mathrm{B}}^2} \tag{46a}$$

$$\text{s.t. } |v_m|=1,\ m=1,2,\cdots,M \tag{46b}$$

这个问题属于分式规划问题。引入参数μ，可以将问题式(46)写为[27]

$$\min_{\boldsymbol{v}} \ \left|\boldsymbol{v}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\alpha}_{\mathrm{E}}+\tilde{\alpha}_{\mathrm{E}}\right|^2+\tilde{\sigma}_{\mathrm{E}}^2-\mu\left(\left|\boldsymbol{v}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\alpha}_{\mathrm{B}}+\tilde{\alpha}_{\mathrm{B}}\right|^2+\tilde{\sigma}_{\mathrm{B}}^2\right) \tag{47a}$$

$$\text{s.t. 式(46b)} \tag{47b}$$

其中$\mu\geq 0$，将问题式(47)最优目标值表示成$\varpi^*(\mu)$，可以通过求解方程$\varpi^*(\mu)=0$的根来获得问题式(46)的最优值。由于恒模约束式(46b)的存在，问题式(47)仍然难以求解。为了使其更易于处理，使用优化最小化(Majorization-Minimization, MM)的方法获取其目标函数的上界[28]

$$\begin{aligned} &\left|\boldsymbol{v}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\alpha}_{\mathrm{E}}+\tilde{\alpha}_{\mathrm{E}}\right|^2+\sigma_{\mathrm{E}}^2-\mu\left(\left|\boldsymbol{v}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\alpha}_{\mathrm{B}}+\tilde{\alpha}_{\mathrm{B}}\right|^2+\sigma_{\mathrm{B}}^2\right) \\ &= \boldsymbol{v}^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{\alpha}_{\mathrm{E}}\boldsymbol{\alpha}_{\mathrm{E}}^{\mathrm{H}}-\mu\boldsymbol{\alpha}_{\mathrm{B}}\boldsymbol{\alpha}_{\mathrm{B}}^{\mathrm{H}})\boldsymbol{v}-2\Re\{\boldsymbol{v}^{\mathrm{H}}(\mu\tilde{\alpha}_{\mathrm{B}}^*\boldsymbol{\alpha}_{\mathrm{B}}-\tilde{\alpha}_{\mathrm{E}}^*\boldsymbol{\alpha}_{\mathrm{E}})\} \\ &\quad +|\tilde{\alpha}_{\mathrm{E}}|^2+\sigma_{\mathrm{E}}^2-\mu|\tilde{\alpha}_{\mathrm{B}}|^2-\mu\sigma_{\mathrm{B}}^2 \\ &\leq \lambda_{\max}(\boldsymbol{\Lambda})\|\boldsymbol{v}\|^2-2\Re\{\boldsymbol{v}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{d}\}+\boldsymbol{c} \end{aligned} \tag{48}$$

$\boldsymbol{\Lambda}$, $\boldsymbol{d}$, $\boldsymbol{c}$分别表示为

$$\boldsymbol{\Lambda} = \boldsymbol{\alpha}_{\mathrm{E}}\boldsymbol{\alpha}_{\mathrm{E}}^{\mathrm{H}}-\mu\boldsymbol{\alpha}_{\mathrm{B}}\boldsymbol{\alpha}_{\mathrm{B}}^{\mathrm{H}} \tag{49}$$

$$\boldsymbol{d} = (\lambda_{\max}(\boldsymbol{\Lambda})\boldsymbol{I}_{\mathrm{M}}-\boldsymbol{\Lambda})\tilde{\boldsymbol{v}}+\mu\tilde{\alpha}_{\mathrm{B}}^*\boldsymbol{\alpha}_{\mathrm{B}}-\tilde{\alpha}_{\mathrm{E}}^*\boldsymbol{\alpha}_{\mathrm{E}} \tag{50}$$

$$\boldsymbol{c} = \tilde{\boldsymbol{v}}^{\mathrm{H}}(\lambda_{\max}(\boldsymbol{\Lambda})\boldsymbol{I}_{\mathrm{N}}-\boldsymbol{\Lambda})\tilde{\boldsymbol{v}}+|\tilde{\alpha}_{\mathrm{E}}|^2+\tilde{\sigma}_{\mathrm{E}}^2-\mu|\tilde{\alpha}_{\mathrm{B}}|^2-\mu\tilde{\sigma}_{\mathrm{B}}^2 \tag{51}$$

其中，$\lambda_{\max}(\boldsymbol{\Lambda})$表示对矩阵$\boldsymbol{\Lambda}$求最大特征值，$\tilde{\boldsymbol{v}}$表示前一次迭代所获得的$\boldsymbol{v}$的解。相应地，简化的优化问题可以写成

$$\min_{\boldsymbol{v}} \ \lambda_{\max}(\boldsymbol{\Lambda})\|\boldsymbol{v}\|^2-2\Re\{\boldsymbol{v}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{d}\} \tag{52a}$$

$$\text{s.t. 式(46b)} \tag{52b}$$

根据$|v_m|=1$，可以得到$\|\boldsymbol{v}\|^2=M$。此外，当

v_m与d_m相位相同时$\Re\{\boldsymbol{v}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{d}\}$取得最大值，其中$d_m$是$\boldsymbol{d}$的第$m$个元素。因此，变量$\boldsymbol{v}$的最优解可以写成

$$\boldsymbol{v}^*(\mu)=\left[\mathrm{e}^{\mathrm{j}\arg(d_1)},\cdots,\mathrm{e}^{\mathrm{j}\arg(d_M)}\right]^{\mathrm{T}} \tag{53}$$

将$\boldsymbol{v}^*(\mu)$代入到目标函数式(47a)中，然后将结果表示成$\tilde{\varpi}^*(\mu)$。令$f(\boldsymbol{v}|\mu)$和$g(\tilde{\boldsymbol{v}}|\mu)$分别表示式(48)中不等式的左项和右项

$$\begin{aligned}f(\boldsymbol{v}|\mu)=&\boldsymbol{v}^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{\alpha}_{\mathrm{E}}\boldsymbol{\alpha}_{\mathrm{E}}^{\mathrm{H}}-\mu\boldsymbol{\alpha}_{\mathrm{B}}\boldsymbol{\alpha}_{\mathrm{B}}^{\mathrm{H}})\boldsymbol{v}\\&-2\Re\{\boldsymbol{v}^{\mathrm{H}}(\mu\tilde{\alpha}_{\mathrm{B}}^*\boldsymbol{\alpha}_{\mathrm{B}}-\tilde{\alpha}_{\mathrm{E}}^*\boldsymbol{\alpha}_{\mathrm{E}})\}\\&+|\tilde{\alpha}_{\mathrm{E}}|^2+\sigma_{\mathrm{E}}^2-\mu|\tilde{\alpha}_{\mathrm{B}}|^2-\mu\sigma_{\mathrm{B}}^2\end{aligned} \tag{54}$$

$$g(\tilde{\boldsymbol{v}}|\mu)=\lambda_{\max}(\boldsymbol{\Lambda})\|\boldsymbol{v}\|^2-2\Re\{\boldsymbol{v}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{d}\}+\boldsymbol{c} \tag{55}$$

假设$0<\mu_1<\mu_2$，可以得到

$$\begin{aligned}\tilde{\varpi}^*(\mu)=f(\boldsymbol{v}^*(\mu_2)|\mu_2)&\overset{\text{(a)}}{\leq}g((\boldsymbol{v}^*(\mu_2)|(\mu_2,\boldsymbol{v}^*(\mu_1)))\\&\overset{\text{(b)}}{\leq}g((\boldsymbol{v}^*(\mu_1)|(\mu_2,\boldsymbol{v}^*(\mu_1)))\\&\overset{\text{(c)}}{=}f(\boldsymbol{v}^*(\mu_1)|\mu_2)\overset{\text{(d)}}{\leq}f(\boldsymbol{v}^*(\mu_1)|\mu_1)\end{aligned} \tag{56}$$

由于$f(\boldsymbol{v}|\mu)\leq g(\tilde{\boldsymbol{v}}|\mu)$，可以得到不等式(a)成立，其中$\tilde{\boldsymbol{v}}=\boldsymbol{v}^*(\mu_1)$；因为$\boldsymbol{v}^*(\mu_2)$能够使$g(\boldsymbol{v}|(\mu_2,\tilde{\boldsymbol{v}}))$最小化，不等式(b)成立；根据等式$f(\boldsymbol{v}|\mu)=g(\boldsymbol{v}|(\mu,\boldsymbol{v}))$，等式(c)成立；因为$\mu_1<\mu_2$，不等式(d)成立。因此，通过式(56)可知$\tilde{\varpi}^*(\mu)$是严格递减函数，并且满足$\tilde{\varpi}^*(0)>0$，$\tilde{\varpi}^*(+\infty)<0$[29]。所以，通过二分搜索法可以求解$\tilde{\varpi}^*(\mu)=0$的唯一解$\mu'$，然后计算出变量$\boldsymbol{v}^*(\mu')$，从而得到IRS的相移矩阵$\boldsymbol{\Phi}$。虽然问题式(47)也可以通过SDR方法求解[30]，但本文所采用的方法可以直接求出变量$\boldsymbol{v}$的闭式解，更便于实现，并且对于IRS单元数目较大的情况，算法复杂度能够显著降低。

算法1给出了利用MM算法优化IRS相移矩阵的具体流程，其中ε表示收敛精度，L代表最大迭代次数。

算法 1　基于MM算法的IRS相移矩阵优化算法

(1)输入：$\tilde{\sigma}_{\mathrm{B}}^2$, $\tilde{\sigma}_{\mathrm{E}}^2$, $\boldsymbol{\alpha}_{\mathrm{B}}$, $\boldsymbol{\alpha}_{\mathrm{E}}$, $\tilde{\alpha}_{\mathrm{B}}$, $\tilde{\alpha}_{\mathrm{E}}$, ε,L

(2)初始化迭代次数$l=1$, $\boldsymbol{v}^{(0)}$, $\mu^{(0)}=0$；

(3)计算问题式(52)中的目标函数初始值$f_1(\boldsymbol{v}^0)$；

(4)重复

(5)　根据式(49)–式(51)，计算$\lambda_{\max}(\boldsymbol{\Lambda})$,$\boldsymbol{d}$；

(6)　将式(53)代入目标函数式(47a)得到$\tilde{\varpi}^*(\mu)$，利用二分搜索法求解$\varpi^*(\mu)=0$的根$\mu'^{(l)}$并更新$\boldsymbol{v}^{(l)}$。

(8)　计算问题式(46)中的目标函数$f_1(\boldsymbol{v}^l)$。

(9)　设置$l=l+1$。

(10)直到$|f_1(\boldsymbol{v}^l)-f_1(\boldsymbol{v}^{l-1})|/f_1(\boldsymbol{v}^l)\leq\varepsilon$或者$l=L$。

(11)输出$\boldsymbol{\Phi}=\mathrm{diag}(\boldsymbol{v}^*(\mu))$。

4.5　算法流程与复杂度分析

本节给出了所提算法的整体流程和复杂度分析。算法2给出了本文所提基于EKF的IRS辅助ISAC系统安全传输方案算法流程。

接下来分析本文算法的计算复杂度。在每次迭代中，计算基站发射波束成形与上行链路用户功率优化算法的复杂度为$K_1((N_xN_y)^3+K_1N_xN_y{}^2)$，$K_1$表示求解子问题式(37)时内部迭代的次数；使用丁克尔巴赫算法优化基站接收波束成形的复杂度为$\mathcal{O}(K_2(N_xN_y)^3+K_2(N_xN_y)^2+K_2(N_xN_y)^{4.5})$，$K_2$表示求解子问题式(39)时内部迭代的次数；在使用MM算法优化IRS相移矩阵之前需计算$\lambda_{\max}(\boldsymbol{\Lambda})$，其复杂度为$\mathcal{O}(M^3)$，$M$表示IRS单元的个数，MM算法每次迭代的复杂度为$\mathcal{O}(M^2)$，因此MM算法的整体复杂度为$\mathcal{O}(M^3+K_3M^2)$[28]，$K_3$表示该算法的迭代次数。优化IRS相移矩阵较为常用的SDR算法计算复杂度为$\mathcal{O}(K_3(M+1)^{4.5})$[30]，与其相比，本文所采用的MM优化算法的计算复杂度更低。综上所述，本文交替迭代算法的计算复杂度为$\mathcal{O}(K_4((K_1{+}K_2)(N_x^3N_y^3{+}N_x^2N_y^2){+}K_2(N_xN_y)^{4.5}{+}M^3{+}K_3M^2)$，其中$K_4$表示交替迭代的次数。

5　仿真结果

本节通过MATLAB进行仿真实验，验证所提算法的性能。参数设置如下[23,31]：时隙的持续时长和时隙数分别为：$\delta=0.2$ s，$N=80$。基站、IRS、用户的坐标分别为$\boldsymbol{q}_{\mathrm{B}}=[0,0,0]^{\mathrm{T}}$，$\boldsymbol{q}_{\mathrm{I}}=[80,5,3.5]^{\mathrm{T}}$，$\boldsymbol{q}_{\mathrm{U}}=[90,0,0]^{\mathrm{T}}$，感知目标以25 m/s的速度在基站上空随机移动。由于用户与基站之间的距离较远并且地面环境复杂，存在大量散射，因此将用户-基站的信道建模成大尺度路径损耗与小尺度瑞利衰落的组合形式，其路径损耗指数设置成$r_{\mathrm{UB}}=3.6$。假

算法 2　时隙n中求解问题(29)的交替迭代优化方案

(1)输入：$P_{\max}^{\mathrm{U}}$, $P_{\max}^{\mathrm{B}}$, Γ_{E}, ε, L

(2)根据式(24)–式(28)得到$\hat{\boldsymbol{c}}_{\mathrm{E}}[n+1|n]$, $\boldsymbol{M}[n+1]$；

(3)初始化设置迭代次数$l=1$, $\boldsymbol{F}^{(0)}=\boldsymbol{f}\boldsymbol{f}^{\mathrm{H}}$, $P^{(0)}=P$, $\boldsymbol{W}^{(0)}=\boldsymbol{w}\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}$, $\boldsymbol{v}^{(0)}=\boldsymbol{v}$, $\beta^{(0)}=0$；

(4)重复

(5)　给定$\boldsymbol{\Phi}^{(l-1)}$, $\boldsymbol{w}^{(l-1)}$，通过求解问题式(37)计算$P^{(l)}$, $\boldsymbol{f}^{(l)}$；

(6)　给定$\boldsymbol{\Phi}^{(l-1)}$, $P^{(l)}$, $\boldsymbol{f}^{(l)}$，通过求解问题式(39)计算$\boldsymbol{w}^{(l)}$；

(7)　给定$P^{(l)}$, $\boldsymbol{f}^{(l)}$, $\boldsymbol{w}^{(l)}$，通过求解问题式(52)计算$\boldsymbol{\Phi}^{(l)}$；

(8)　计算问题式(29)中的目标函数$R_{\mathrm{sec}}^{(l)}$。

(9)　设置$l=l+1$。

(10)直到$(R_{\mathrm{sec}}^{(l)}-R_{\mathrm{sec}}^{(l-1)})/R_{\mathrm{sec}}^{(l)}<\varepsilon$或者$l=L$。

(11)输出P, $\boldsymbol{f}$, $\boldsymbol{w}$, $\boldsymbol{\Phi}$

设IRS-基站的信道$\boldsymbol{H}_{\mathrm{IB}}$采用与$\boldsymbol{h}_{\mathrm{UI}}$相同的建模方式，其路径损耗指数为$r_{\mathrm{IB}}=2.7$。此外，设置用户-IRS、IRS-目标、基站-目标、用户-目标的路径损耗指数分别为$r_{\mathrm{UI}}=2.5$, $r_{\mathrm{IE}}=2.4$, $r_{\mathrm{BE}}=2.2$, $r_{\mathrm{UE}}=2$。由于SI消除，SI信道的路径损耗设置为$\rho_{\mathrm{SI}}=-110$ dB[31]。其他参数设置为：$\sigma_{\mathrm{B}}^2=-100$ dBm, $\sigma_{\mathrm{E}}^2=-90$ dBm, $G=10^4$, $\xi=1$，基站功率预算为$P_{\max}^{\mathrm{B}}=30$ dBm。莱斯因子K_{r}= 10，信道功率增益$\rho_0=-60$ dB，载波频率$f_{\mathrm{c}}=750$ MHz。根据文献[23]，设置$a_1=6.7\times10^{-7}$, $a_2=6.7\times10^4$, $a_3=a_4=1$。

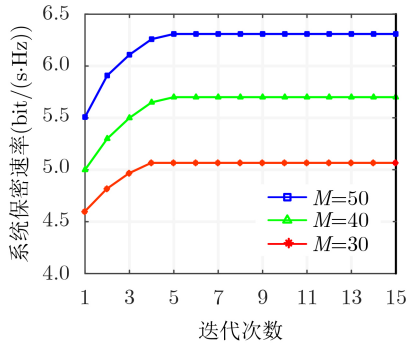
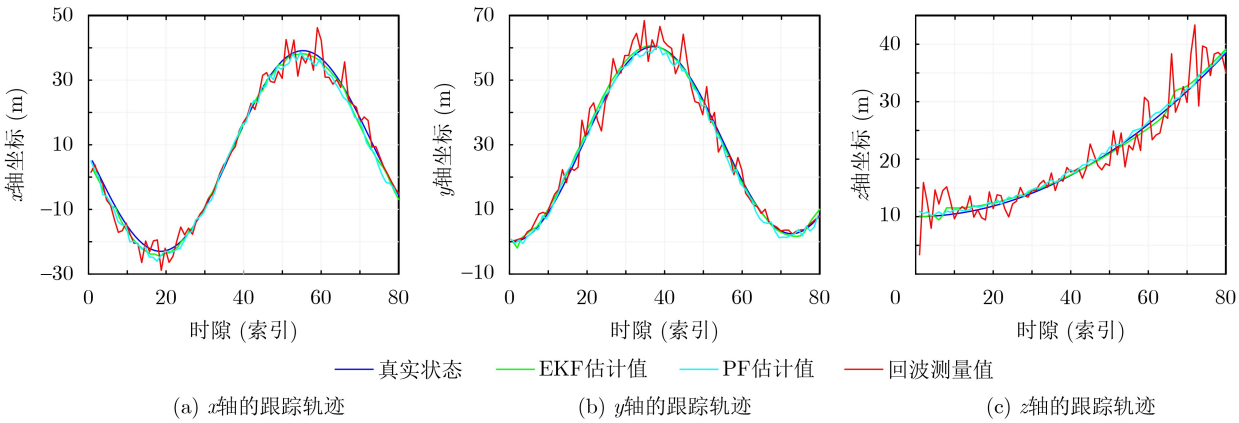


图 2 算法收敛性验证

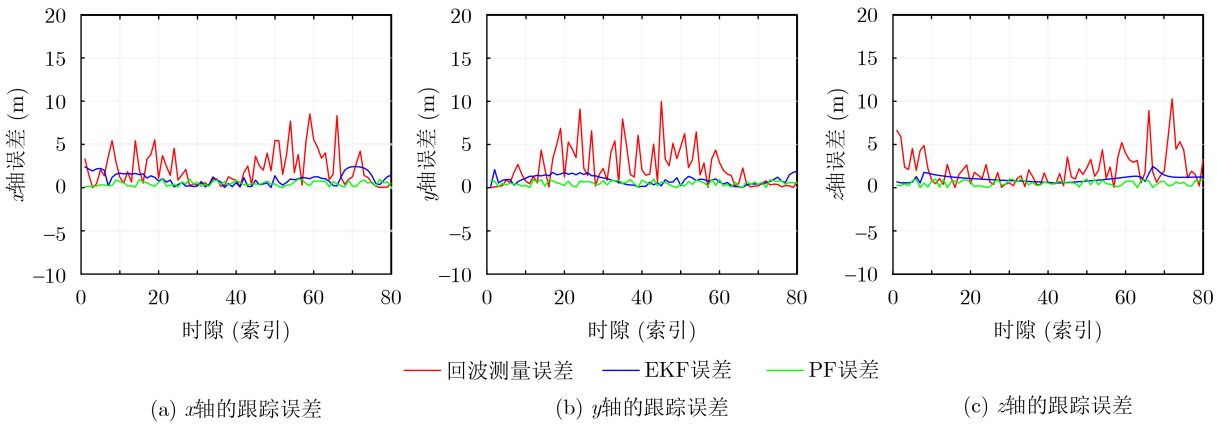
首先，对本文方案的收敛性进行验证。图2展示了在不同的IRS反射单元数量的情况下本文算法的收敛情况。基站发射天线数目设置为$N_x=4$, $N_y=4$，用户最大发射功率设置为$P_{\max}^{\mathrm{U}}=4$ dBm。可以看出，在3种参数设置下，本文算法均能在第5次迭代时达到收敛，这说明本文算法有较好的收敛性能。

然后，对本文方案的目标轨迹跟踪性能进行研究。图3和图4分别从3个维度展示了本文方案对IRS辅助ISAC系统的移动感知目标轨迹追踪的效果和误差情况，并将本文方案与基于回波估计的方案和基于PF的方案进行比较。IRS反射单元的数量为50，基站天线数为$N_x=4$, $N_y=4$，用户的发射功率预算为$P_{\max}^{\mathrm{U}}=4$ dBm，PF的粒子数设置为200。由图3可见，本文算法和基于PF的方案对感知目标在x, y和z 3个方向上的位置预测均与实际值比较贴合，并且预测值的变化趋势比较符合实际值的变化趋势。由图4可以看出，本文算法与基于PF的算法在3个维度跟踪误差始终保持在较低水平。虽然PF算法的跟踪误差略小于EKF算法，但PF算法需要生成大量粒子来近似描述目标状态的概率分布，



(a) x轴的跟踪轨迹 (b) y轴的跟踪轨迹 (c) z轴的跟踪轨迹

图 3 基于EKF算法和PF算法的感知目标轨迹跟踪效果图



(a) x轴的跟踪误差 (b) y轴的跟踪误差 (c) z轴的跟踪误差

图 4 基于EKF算法和PF算法的感知目标轨迹跟踪误差图

这需要耗费较高的系统资源，本文所采用的基于EKF的目标追踪算法能够在有效节省系统资源的前提下，获得与基于PF的方案相近的轨迹追踪性能。

接下来，将本文所提方案(记为IRS-EKF)与以下5种方案进行性能比较：

(1) RandIRS-EKF：IRS被配置为随机相移，同时使用EKF对目标进行轨迹追踪；

(2) w/oIRS-EKF：系统不考虑IRS的部署，同时使用EKF对目标进行轨迹追踪[23]；

(3) IRS-Echo：部署IRS并对IRS进行相移优化，同时使用雷达回波信号对目标状态进行估计；

(4) RandIRS-Echo：IRS被配置为随机相移，同时使用雷达回波信号对目标状态进行估计；

(5) w/oIRS-Echo：系统不考虑IRS的部署，同时使用雷达回波信号对目标状态进行估计；

图5研究了各方案下可实现的保密速率与合法用户最大发射功率$P_{\max}^{\mathrm{U}}$之间的关系。由图5可见，使用IRS的场景比没有IRS(w/oIRS-EKF, w/oIRS-Echo)的场景拥有更好的安全性能，这是因为通过优化IRS的相移，IRS的反射信号和直接信号可以在用户处被建设性地叠加，同时在窃听目标处被破坏，从而提供了新的自由度以提高保密速率。同时，观察到在同时部署IRS的情况下，本文所提方案的保密速率显著高于IRS-Echo方案，这是因为针对移动的感知目标，基于雷达回波所获取的CSI是过时的，EKF技术可以使ISAC基站获得窃听目标更准确的位置信息。此外，本文所提方案提供的性能增益大于方案RandIRS-EKF，这说明了所提算法在联合设计发射波束成形和IRS反射波束成形方面的有效性。

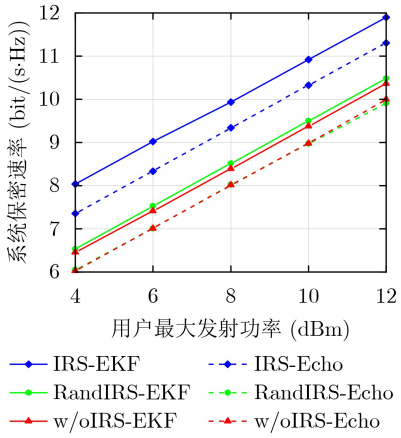


图 5 系统保密速率与合法用户最大发射功率$P_{\max}^{\mathrm{U}}$的关系，$(M, N_x, N_y) = (50,4,4)$

图6研究了不同优化方案下的保密速率随着基站天线数量的变化。可以看出来，系统的保密速率随着天线的增加呈上升趋势，这是因为随着发射天线数的增长，增加的额外天线可以为系统提供更多的空间自由度，即基站可以形成能量集中的尖波束指向感知目标，在进行目标探测的同时增强对感知目标的干扰，因此，系统安全性能会在本质上得到稳步提升。与方案RandIRS-EKF相比，本文提出的IRS-EKF方案具有更高的保密速率，这是因为本文方案对IRS的相移矩阵和波束成形进行联合优化，使感知目标位置变化时，系统能够及时调整主被动波束成形。同时，在不同的IRS配置下，本文所提出的跟踪算法性能总是优于基于雷达回波的方法。

图7给出了可实现的保密速率与IRS反射单元数量的关系。当用户的发射功率固定时，随着反射单元数量的增加，IRS辅助ISAC系统的安全通信性能明显增加。由图7可见，本文所提方案提供的保密率高于使用雷达回波的方案(IRS-Echo, RandIRS-Echo)，并且它们都随着反射单元数的增长而增加。这是因为随着反射单元数量的增加，IRS可以利用更多的空间自由度来实现更高的波束形成增

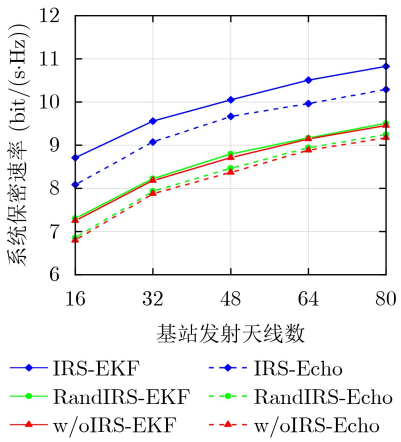


图 6 系统保密速率与基站发射天线数N的关系，$(P_{\max}^{\mathrm{U}}, M) = (4\ \mathrm{dBm}, 50)$

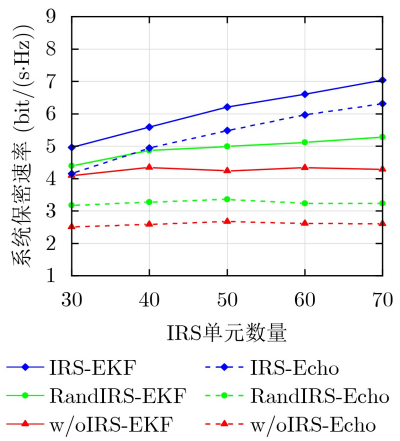


图 7 系统保密速率与IRS反射单元数量M的关系，$(P_{\max}^{\mathrm{U}}, N_x, N_y) = (4\ \mathrm{dBm}, 4, 4)$

益，从而获得更高的保密速率。使用EFK方法时系统保密速率比使用雷达回波更高。此外，随着IRS反射单元数量的增加，优化IRS相移矩阵的方案(IRS-EKF, IRS-Echo)和随机IRS方案(RandIRS-EKF, RandIRS-Echo)之间的性能差距变得更大，这意味着优化大规模IRS在追求性能改进方面的意义。

6 结论

本文针对IRS辅助的ISAC系统，考虑感知目标作为潜在窃听者并且处于快速移动状态的场景，提出了一种面向上行链路通信用户的安全传输方案。首先，针对作为潜在窃听者的移动感知目标，利用ISAC基站的感知功能从雷达回波中获取其状态参数，结合EKF技术对其运动轨迹进行实时跟踪和预测。然后，利用感知目标的实时位置和CSI辅助ISAC系统更准确地调整发射波束成形和IRS反射波束成形。在此基础上，建立了IRS辅助ISAC系统的优化模型，在满足EKF的后验MSE约束、基站功率预算约束、接收波束成形约束以及IRS反射相移约束的前提下，通过联合优化上行链路用户发射功率、基站发射、接收波束成形以及IRS的相移矩阵以最大化系统的保密速率。最后，利用交替迭代优化的思想将目标问题解耦成3个子独立的问题。并基于连续凸近似、丁克尔巴赫变换和优化最小化方法分别优化3个子问题，通过迭代获得联合优化的结果。仿真结果表明，本方案既可以提供有效的感知目标检测，保证追踪性能，也可以提供安全的通信。同时证实了与没有IRS的方案相比，IRS辅助设计实现了更高的保密速率，表明了在ISAC系统中部署IRS的优势和所提出算法的有效性。

参 考 文 献

[1] LIU Fan, CUI Yuanhao, MASOUROS C, *et al*. Integrated sensing and communications: Toward dual-functional wireless networks for 6G and beyond[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2022, 40(6): 1728–1767. doi: 10.1109/JSAC.2022.3156632.

[2] 王友祥, 裴郁杉, 黄蓉, 等. 6G通感算一体化网络架构和关键技术研究[J]. 移动通信, 2023, 47(9): 2–10. doi: 10.3969/j.issn.1006-1010.20230904-0002.
WANG Youxiang, PEI Yushan, HUANG Rong, *et al*. Network architecture and key technologies for 6G integrated communication, sensing and computing[J]. *Mobile Communications*, 2023, 47(9): 2–10. doi: 10.3969/j.issn.1006-1010.20230904-0002.

[3] WU Qingqing, XU Jie, ZENG Yong, *et al*. A comprehensive overview on 5G-and-beyond networks with UAVs: From communications to sensing and intelligence[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2021, 39(10): 2912–2945. doi: 10.1109/JSAC.2021.3088681.

[4] DONG Fuwang, LIU Fan, LU Shihang, *et al*. Waveform design for communication-assisted sensing in 6G perceptive networks[C]. 2023 IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC), Dalian, China, 2023: 1–6. doi: 10.1109/ICCC57788.2023.10233679.

[5] LIU Fan, YUAN Weijie, MASOUROS C, *et al*. Radar-assisted predictive beamforming for vehicular links: Communication served by sensing[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2020, 19(11): 7704–7719. doi: 10.1109/TWC.2020.3015735.

[6] REN Zixiang, QIU Ling, XU Jie, *et al*. Robust transmit beamforming for secure integrated sensing and communication[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2023, 71(9): 5549–5564. doi: 10.1109/TCOMM.2023.3286461.

[7] JIANG Chengjun, ZHANG Chensi, HUANG Chongwen, *et al*. Secure beamforming design for RIS-assisted integrated sensing and communication systems[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2024, 13(2): 520–524. doi: 10.1109/LWC.2023.3334275.

[8] LIU Xiang, HUANG Tianyao, SHLEZINGER N, *et al*. Joint transmit beamforming for multiuser MIMO communications and MIMO radar[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2020, 68: 3929–3944. doi: 10.1109/TSP.2020.3004739.

[9] ZHONG Kai, HU Jinfeng, PAN Cunhua, *et al*. Joint waveform and beamforming design for RIS-aided ISAC systems[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2023, 30: 165–169. doi: 10.1109/LSP.2023.3242554.

[10] WANG Xinyi, FEI Zesong, ZHANG J A, *et al*. Sensing-assisted secure uplink communications with full-duplex base station[J]. *IEEE Communications Letters*, 2022, 26(2): 249–253. doi: 10.1109/LCOMM.2021.3134258.

[11] MA Shuai, SHENG Haihong, YANG Ruixin, *et al*. Covert beamforming design for integrated radar sensing and communication systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2023, 22(1): 718–731. doi: 10.1109/TWC.2022.3197940.

[12] DELIGIANNIS A, DANIYAN A, LAMBOTHARAN S, *et al*. Secrecy rate optimizations for MIMO communication radar[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2018, 54(5): 2481–2492. doi: 10.1109/TAES.2018.2820370.

[13] SU Nanchi, LIU Fan, and MASOUROS C. Secure radar-communication systems with malicious targets: Integrating

radar, communications and jamming functionalities[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2021, 20(1): 83–95. doi: 10.1109/TWC.2020.3023164.

[14] BAI Yongqiang and HAN Shuangshuang. Security evaluation of RIS-aided V2X communication systems in low-speed scenarios[C]. 2024 IEEE 4th International Conference on Digital Twins and Parallel Intelligence (DTPI), Wuhan, China, 2024: 302–305. doi: 10.1109/DTPI61353.2024.10778720.

[15] LIU Xin, YU Yingfeng, LI Feng, *et al*. Throughput maximization for RIS-UAV relaying communications[J]. *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, 2022, 23(10): 19569–19574. doi: 10.1109/TITS.2022.3161698.

[16] LUO Honghao, LIU Rang, LI Ming, *et al*. RIS-aided integrated sensing and communication: Joint beamforming and reflection design[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2023, 72(7): 9626–9630. doi: 10.1109/TVT.2023.3248657.

[17] HE Yinghui, CAI Yunlong, MAO Hao, *et al*. RIS-assisted communication radar coexistence: Joint beamforming design and analysis[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2022, 40(7): 2131–2145. doi: 10.1109/JSAC.2022.3155507.

[18] HUA Meng, WU Qingqing, CHEN Wen, *et al*. Secure intelligent reflecting surface-aided integrated sensing and communication[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2024, 23(1): 575–591. doi: 10.1109/TWC.2023.3280179.

[19] SALEM A A, ISMAIL M H, and IBRAHIM A S. Active reconfigurable intelligent surface-assisted MISO integrated sensing and communication systems for secure operation[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2023, 72(4): 4919–4931. doi: 10.1109/TVT.2022.3227319.

[20] TEMIZ M, ALSUSA E, and DANOON L. A receiver architecture for dual-functional massive MIMO OFDM RadCom systems[C]. 2020 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops), Dublin, Ireland, 2020: 1–6. doi: 10.1109/ICCWorkshops49005.2020.9145285.

[21] 王锴. 移动场景下智能超表面辅助通信系统的波束追踪技术研究[D]. [硕士论文], 华中科技大学, 2024. doi: 10.27157/d.cnki.ghzku.2024.001455.

WANG Kai. Beamtracking technology of reconfigurable intelligent surface-assisted communication systems for mobile scenarios[D]. [Master dissertation], Huazhong University of Science and Technology, 2024. doi: 10.27157/d.cnki.ghzku.2024.001455.

[22] XU Yabo, XU Ke, WAN Jianwei, *et al*. Research on particle filter tracking method based on Kalman filter[C]. 2nd IEEE Advanced Information Management, Communicates, Electronic and Automation Control Conference (IMCEC), Xi'an, China, 2018: 1564–1568. doi: 10.1109/IMCEC.2018.8469578.

[23] LIU Peng, FEI Zesong, WANG Xinyi, *et al*. Securing multi-user uplink communications against mobile aerial eavesdropper via sensing[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2023, 72(7): 9608–9613. doi: 10.1109/TVT.2023.3248063.

[24] ZHOU Gui, PAN Cunhua, REN Hong, *et al*. Secure wireless communication in RIS-aided MISO system with hardware impairments[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2021, 10(6): 1309–1313. doi: 10.1109/LWC.2021.3064992.

[25] ZHONG Weizhi, YU Zhenhao, WU Yuhang, *et al*. Resource allocation for an IRS-assisted dual-functional radar and communication system: Energy efficiency maximization[J]. *IEEE Transactions on Green Communications and Networking*, 2023, 7(1): 469–482. doi: 10.1109/TGCN.2022.3233839.

[26] ZHAO Heng, HAO Jianjun, and GUO Yijun. Joint trajectory and beamforming design for IRS-assisted anti-jamming UAV communication[C]. 2022 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), Austin, USA, 2022: 369–374. doi: 10.1109/WCNC51071.2022.9771762.

[27] SHEN Hong, XU Wei, GONG Shulei, *et al*. Secrecy rate maximization for intelligent reflecting surface assisted multi-antenna communications[J]. *IEEE Communications Letters*, 2019, 23(9): 1488–1492. doi: 10.1109/LCOMM.2019.2924214.

[28] PAN Cunhua, REN Hong, WANG Kezhi, *et al*. Multicell MIMO communications relying on intelligent reflecting surfaces[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2020, 19(8): 5218–5233. doi: 10.1109/TWC.2020.2990766.

[29] DINKELBACH W. On nonlinear fractional programming[J]. *Management Science*, 1967, 13(7): 492–498. doi: 10.1287/mnsc.13.7.492.

[30] WU Qingqing and ZHANG Rui. Intelligent reflecting surface enhanced wireless network via joint active and passive beamforming[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2019, 18(11): 5394–5409. doi: 10.1109/TWC.2019.2936025.

[31] GUO Yuan, LIU Yang, WU Qingqing, *et al*. Joint beamforming and power allocation for RIS aided full-duplex integrated sensing and uplink communication system[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2024,

23(5): 4627–4642. doi: 10.1109/TWC.2023.3321055.

梁 彦：女，副教授，研究方向为无线通信、信号处理.
杨晓宇：女，硕士生，研究方向为智能反射面与通感一体化.
李 飞：女，教授，研究方向为量子智能计算、群智能算法和无线通信中的信号处理算法.

责任编辑：余 蓉

An Extended Kalman Filtering Based Secure Transmission Scheme for Intelligent Reflecting Surfaces-assisted Integrated Sensing and Communication System

LIANG Yan YANG Xiaoyu LI Fei

(*School of Communications and Information Engineering*, *Nanjing University of Posts and Telecommunications*, *Nanjing* 210003, *China*)

Abstract:

Objective With the rapid increase in wireless devices and the growing demand for sensing services, Integrated Sensing And Communication (ISAC) has become a key technology to address spectrum scarcity. ISAC systems enable joint communication and sensing by sharing spectrum and hardware resources, thereby improving both spectral and energy efficiency. They also exploit the complementary properties of sensing and communication to enhance system performance. However, due to spectrum sharing and the broadcast nature of wireless signals, ISAC systems face major security risks. Physical Layer Security (PLS) has emerged as an effective approach for enhancing ISAC security. PLS designs transmission strategies based on the randomness and diversity of wireless channels to reduce eavesdropping risks and enhance security. Intelligent Reflecting Surfaces (IRS), a core technology for next-generation wireless networks, can manipulate the propagation environment of wireless signals by adjusting reflection phases. IRS enables more stable communication and sensing links, extends coverage, increases accuracy, and strengthens the overall security of ISAC systems. It thus offers a promising solution to PLS challenges in ISAC. However, when eavesdroppers are highly mobile, rapid changes in location and Channel State Information (CSI) hinder the acquisition of accurate channel data and real-time secure transmission. Leveraging ISAC's sensing capabilities to track mobile eavesdroppers is therefore critical for ensuring security. This paper proposes an IRS-assisted ISAC system that enhances secure transmission by integrating PLS strategies in scenarios where rapidly moving aerial sensing targets act as potential eavesdroppers.

Methods This study establishes an IRS-assisted ISAC system model comprising an ISAC base station, a rapidly moving aerial sensing target, a legitimate user, and an IRS equipped with multiple reflective elements. The system utilizes the base station's sensing capability to estimate the location and dynamic state of the sensing target via radar echoes. An Extended Kalman Filtering (EKF) is used to track and predict the target's trajectory in real time. Based on the predicted trajectory, a joint optimization problem is formulated to maximize the system's secrecy rate. The formulation accounts for the tracking performance constraints of EKF, the transmission power budgets of both the base station and the legitimate user, and the IRS phase shift constraints. The optimization variables include the base station's beamforming vector, the IRS reflective beamforming configuration, and the transmission power of the legitimate user. To improve real-time performance and security, the problem is designed as a non-convex optimization. This is decomposed into three sub-problems using an alternating optimization framework. The sub-problems are then solved using Successive Convex Approximation (SCA), Dinkelbach's algorithm, and Majorization–Minimization (MM) methods.

Results and Discussions Simulation results confirm the effectiveness of the proposed method in target tracking, system security, and performance enhancement. The trajectory prediction error of the proposed approach is substantially lower than that of radar echo-based estimation methods. Additionally, the EKF-based tracking algorithm achieves accuracy comparable to Particle Filtering (PF), while reducing computational complexity and conserving system resources. The convergence of the proposed algorithm is also verified. Under

three different settings for the number of IRS reflection elements, the algorithm converges within five iterations, indicating stable and efficient convergence behavior. The results further show that the system's secrecy rate increases with the number of transmit antennas. This improvement arises from the additional spatial degrees of freedom provided by the antennas, which enable the base station to generate more focused beams toward the sensing target. These beams enhance interference directed at the target during detection, thereby improving secure transmission. The secrecy rate also increases significantly with the number of IRS reflection elements. A larger number of elements allows the IRS to exploit additional spatial freedom, achieving higher beamforming gains and improving secure communication performance. In scenarios involving mobile sensing targets, the proposed method yields greater secrecy rate improvements than radar echo-based approaches. This advantage is attributed to the EKF's ability to estimate the target's position more accurately and in real time, enabling timely adjustment of beamforming strategies and enhancing security. Moreover, the optimized IRS configuration outperforms random phase shift designs, particularly in large-scale IRS deployments. Optimizing the IRS phase shift matrix contributes to higher secrecy rates and improved communication performance.

Conclusions　This paper presents a secure transmission scheme for an IRS-assisted ISAC system, targeting scenarios in which a rapidly moving sensing target serves as a potential eavesdropper. The ISAC base station leverages its sensing capability to extract the target's state parameters from radar echoes and applies EKF to track and predict the target's trajectory in real time. Based on this tracking, an optimization model is constructed to maximize the system's secrecy rate by jointly optimizing the uplink user's transmission power, the base station's transmit and receive beamforming vectors, and the IRS phase shift matrix. To solve this problem efficiently, an alternating iterative optimization framework is adopted, which decomposes the non-convex objective into three independent sub-problems. These sub-problems are addressed using SCA, Dinkelbach transformation, and MM methods. Simulation results demonstrate that the proposed approach effectively detects the sensing target, maintains robust tracking performance, and ensures secure communication. Moreover, compared with the scenario without IRS, the IRS-assisted design achieves a substantially higher secrecy rate, highlighting both the advantages of IRS deployment in ISAC systems and the effectiveness of the proposed algorithm.

Key words: Integrated Sensing And Communication (ISAC); Secure communication; Intelligent Reflecting Surface (IRS); Extended Kalman Filtering (EKF)