通感一体化系统中的基本检测概率与可达速率权衡

JianchengAn，电气电子工程师学会会员，Hongbin Li，电气电子工程师学会会士，Derrick Wing Kwan Ng，电气电子工程师学会会士，以及 Chau Yuen，电气电子工程师学会会士

arXiv:2305.02847v1 [cs.IT] 4 May 2023

摘要——集成感知功能被视为下一代移动网络的显著特征，由此催生了一项新型使能技术——通感一体化（ISAC）。刻画一体化感知与通信系统的理论性能界，对于理解感知与通信功能在资源利用方面如何相互作用（例如竞争或协作），以及为有效物理层技术的发展揭示相关认识并提供指导，具有根本性的重要意义。本文刻画了一体化感知与通信系统中目标监测的检测概率与用户可达速率之间的基本性能权衡。为此，我们首先讨论无感知通信场景和感知干扰通信场景下用户的可达速率。此外，针对感兴趣目标的监测，我们推导了虚警概率（PFA）和检测成功概率（PD）的闭式表达式，并同时考虑通信辅助感知和通信干扰感知场景。另外，我们的理论分析还考虑了未知信道系数的影响。在解析结果的基础上，我们进一步对感知与通信功能之间的性能权衡进行了全面评估。具体而言，我们构建了一个功率分配问题，在保证感知所需检测概率以及通信用户在可达速率方面的服务质量要求的约束下，最小化基站（BS）的发射功率。结果表明，一方面，在相互干扰场景下，感知与通信性能之间存在内在权衡；另一方面，在具备基带波形先验知识的情况下，这两种功能可能相互协助，从而提升性能。最后，仿真结果验证了理论分析的准确性以及该所提出的功率分配解，展示了通感一体化系统相较于传统雷达与通信共存方案的优势。

索引词——通感一体化（ISAC）、雷达与通信共存（R&C）、广义似然比检验（GLRT）、性能权衡、功率分配。

I 引言

NEXT-GENERATION 无线接入网（RAN）被视为支持各种新兴环境感知型应用的关键推动因素。这些应用通常既需要大规模无线连接，也需要高精度、稳健的感知能力 [1], , 例如自动驾驶中的同步定位与建图 [2], 、用于居家健康监测的 Wi-Fi 感知 [3], , 以及面向扩展现实的超高分辨率成像 [4]。幸运的是，随着借助毫米波和大规模多输入多输出（MIMO）技术实现的第五代（5G）节点得到广泛部署 [5], [6], , 未来移动网络能够提供高时间分辨率和高空间分辨率，因此有望利用现有超密集蜂窝基础设施辐射的无处不在的通信信号，实现高精度感知 [7]。因此，在 5G 及后续 /6G 网络中融合感知与通信功能顺理成章，这也推动了近期通感一体化（ISAC）研究的兴起 [8]。

历史上，雷达感知与无线通信技术一直各自独立发展，且常常争夺有限的无线电资源[9], [10]。然而，对性能提升的不懈追求正推动这两项独立发展的技术彼此交互，并最终朝着高频段、大规模天线阵列的运行模式演进 [11]–[13]。受这一观察启发，ISAC（感知与通信功能共享相同频段和硬件）有望显著提高频谱效率和能量效率，同时降低硬件成本和信令开销 [14], [15]。具体而言，ISAC 致力于将这两种嵌入式功能互利地集成起来，在二者之间实现有利的权衡，并获得理想的性能增益 [16]。具体来说，一方面，通感一体化系统中的通信波形可用于感知周围环境，例如，

本研究得到新加坡教育部教育部第二层级项目（资助编号：MOE-T2EP50220-0019）的支持。本材料中表达的任何意见、研究结果、结论或建议均属于作者个人观点，不代表新加坡教育部的立场。本研究得到新加坡科技研究局RIE2020先进制造与工程（AME）产业协同基金—预先部署（IAF-PP）（资助编号：A19D6a0053）的支持。本材料中表达的任何意见、研究结果、结论或建议均属于作者个人观点，不代表新加坡科技研究局的立场。H. Li的工作部分得到美国国家科学基金会项目资助，项目编号为ECCS- 1923739和ECCS-2212940。D. W. K. Ng得到澳大利亚研究理事会探索项目（DP210102169、DP230100603）的支持。

J. An 任职于新加坡科技设计大学工程产品开发（EPD）学部，新加坡 487372（电子邮箱：jiancheng an@sutd.edu.sg）。H. Li 任职于美国新泽西州霍博肯市 07030 的史蒂文斯理工学院电气与计算机工程系（电子邮箱：hli@stevens.edu）。D. W. K. Ng 任职于澳大利亚新南威尔士州悉尼 2052 的新南威尔士大学（UNSW）电气工程与电信学院（电子邮箱：w.k.ng@unsw.edu.au）。C. Yuen 任职于新加坡南洋理工大学电气与电子工程学院，新加坡 639798（电子邮箱：chau.yuen@ntu.edu.sg）。

建筑物、行人、车辆交通等。另一方面，传感数据，例如位置、到达角、用户速度等，则可用于反过来提升通信服务质量（QoS）。

受上述优势的启发，ISAC 近期吸引了学术界和工业界的广泛关注 [17]–[22]。例如， [17] 的作者针对大规模物联网（IoT）系统提出了一个全面的通感一体化框架，并设计了一对联合波束成形器来管理同信道干扰，从而最大化加权和速率。此外， [18] 考虑了通用通感一体化系统中发射和接收波束成形向量的联合设计，以最大化接收机处的信干噪比（SINR），同时考虑了信道不确定性。此外， [19], 的作者提出了一种新颖的全双工（FD）通感一体化方案，在传统脉冲雷达的等待间隔内传输信息承载信号，从而显著提高可达速率并缓解近目标盲区问题。此外，采用类似的设计理念， [20] 的作者开发了一种将通信信息嵌入稀疏向量支撑集，并通过扩频码本传输低维信号的方案。此外，为实现感知与通信双重功能的自适应帧结构配置， [21] 的作者基于5G新无线电协议精心设计了一种通感一体化系统。此外，为了充分发挥通感一体化的潜力，已有多项研究致力于将通感一体化与其他新兴技术相结合，例如非正交多址接入 [23], 、深度学习 [24], 、正交时频空间调制 [25], 、全息MIMO [26], [27], 以及可重构智能表面 [28], [29], 等。

尽管开展了这些颇具意义的 ISAC 研究工作，但关于 ISAC 仍有许多关键问题尚未得到探索，例如统一分析框架、理论性能界、最优信号处理算法等。 [30]。特别是，刻画感知与通信功能之间的基本性能极限及其内在权衡，对于 ISAC 技术未来的发展至关重要 [14]。具体而言，研究基本性能极限无疑能够揭示当前 ISAC 技术与最优设计之间潜在的差距。此外，描绘性能权衡能够为实际 ISAC 方案的协议设计和理论分析提供有益的指导与见解。截至目前，已有少量工作致力于分析一体化感知与通信系统的理论性能。具体而言，文献 [14], 提出了一种 ISAC 技术的系统分类方法，并基于该方法给出了感知参数克拉美-罗下界（CRLB）的统一阶数表达式。此外，文献 [16] 讨论了一体化感知与通信系统中的若干性能权衡，例如检测成功概率（PD）与通信速率之间的权衡，以及雷达估计速率 [31] 与信道容量之间的权衡。此外，文献 [19], 分析了感知检测概率和模糊函数，以及考虑残余自干扰时全双工一体化感知与通信方案的频谱效率。最近，文献 [32] 分析了一般一体化感知与通信系统在通信速率和感知速率方面的分集阶数。对于涉及运动目标的通感一体化场景，文献 [33] 推导了运动参数估计的克拉美-罗下界，以量化感知性能，并在此基础上构建了带有基于 CRLB 的感知约束的和速率最大化问题。进一步地，文献 [34] 推导了检测概率、参数估计的 CRLB 以及运动目标指示的后验克拉美-罗下界，分别用于衡量检测、定位和跟踪方面的感知服务质量。感兴趣的读者可参阅文献 [14], [16], [35], [36] 及其中的参考文献，以进一步了解一体化感知与通信系统的性能分析。

尽管如此，现有的大多数解析结果仅考虑特定的一体化感知与通信系统，并据此构建和求解相应的波形设计与资源分配问题，因此缺乏一个能够定量刻画感知与通信功能之间相互关系的通用框架。例如， [16] 中的性能权衡分析采用了雷达与通信共存系统 [37], 所推导的检测概率，其中感知与通信波形被分配到正交资源块。此外， [19] 中提出的理论分析仅限于全双工一体化感知与通信设计，缺乏对性能权衡分析的全面讨论。本文旨在弥补这一不足，提出一个综合框架，以定量分析感知检测概率与通信用户（CU）可达速率之间的基本权衡。据我们所知，这是首次通过考察通感一体化系统中感知与通信功能之间内在的性能权衡，来获得全面深入的认识。为清晰说明，本文在表I中明确对比了本文与其他关于ISAC性能分析的研究工作的贡献。具体而言，我们的主要贡献总结如下：

- 首先，我们提出一个通用框架，用于分析由一个一体化感知与通信基站（BS）组成的 ISAC 系统的性能。该基站为一个通信用户（CU）提供服务，同时监测一个感兴趣目标。随后，我们定义所考虑的 ISAC 系统中的四种典型场景：i）无感知通信；ii）感知干扰通信；iii）通信辅助感知；以及 iv）通信干扰感知。
- 其次，我们分析了在无感知和感知干扰通信场景下通信用户的可达速率。关于感知性能，我们推导了通信辅助感知和通信干扰感知场景下虚警概率（PFA）和检测概率（PD）的闭式表达式。在理论分析中，我们也考虑了未知信道系数的影响。值得注意的是，与感知波形和通信波形彼此正交的传统雷达与通信共存系统截然不同，我们的通信干扰感知场景考虑了

表I 我们的贡献与 ISAC 性能分析领域现有工作的比较。

场景	我们的工作	[14]	[16]	[19]	[32]	[33]	[34]	[35]	[36]
无感知通信	✔	✗	✔	✔	✔	✔	✔	✔	✗
感知干扰通信	✔	✔	✗	✗	✗	✗	✗	✔	✗
通信辅助感知	✔	✗	✗	✗	✗	✗	✗	✗	✔
通信干扰感知	✔	✔	✗	✔	✔	✔	✔	✔	✗
虚警概率与检测概率的闭式表达式	✔	✗	✔	✔	✗	✗	✗	✗	✗
功率分配	✔	✗	✗	✗	✗	✗	✔	✗	✗
性能权衡分析	✔	✔	✔	✔	✔	✗	✔	✔	✗
感知性能指标	PD	CRLB	PD	PD	感知速率	CRLB	CRLB	失真	定位精度
通信性能指标	Rate	容量	Rate	频谱效率	遍历速率	和速率	和速率	容量	None
通感一体化系统设置	单输入单输出[1]	MIMO	MIMO	全双工	MIMO	V2I[2]	MIMO	SISO	正交频分复用[3]

[1] SISO：单输入单输出 [2]V2I：车对基础设施[3]
OFDM：正交频分复用.

.

通信波形造成的干扰，因此难以获得检测概率和虚警概率的闭式表达式。为解决这一问题，我们采用切比雪夫-高斯求积进行数值计算，以获得近似表达式。

- 第三，我们构建了一个功率分配问题，用以刻画检测概率与可达速率之间的基本权衡。该问题旨在最小化通感一体化基站的发射功率，同时确保满足监测感兴趣目标所需的检测概率以及通信用户对可达速率的要求。我们结合前述两种通信模式和两种感知模式，详细讨论了八种典型的ISAC场景，并给出了每种场景下的最优功率分配解。由于某些情形下超越方程使得显式功率分配解难以求得，因此我们改为给出最优解的参数表达式，其中相关参数通过数值方法求得。

- 最后，大量仿真结果证实了我们的理论分析，并验证了所提出的功率分配解的有效性。结果表明，在协作式通感系统中，感知与通信能力能够相互促进、实现互益；而当二者以竞争方式运行时，则存在内在权衡。此外，仿真结果还揭示了通感一体化系统相较于传统雷达与通信共存方案的性能优势。

本文其余部分安排如下：第二节介绍一般的通感系统模型。第三节评估通信性能和感知性能，并推导各种感知场景下的虚警概率和检测概率。此外，第四节研究功率分配问题。最后，第五节给出数值结果以验证我们的分析，并在第六节总结全文。

符号说明：我们分别使用斜体小写字母、粗体小写字母和粗体大写字母表示标量、向量和矩阵。$(\cdot)^*$、$(\cdot)^T$和$(\cdot)^H$分别表示共轭、转置和共轭转置。 $|z|$、 $\angle z$、 $\Re(z)$和 $\Im(z)$ 分别表示复数 z 的模、相位、实部和虚部。 $\|\mathbf{v}\|$ 表示复向量 $\mathbf{v}$ 的 l_2范数。 $\mathbb{E}(\cdot)$ 表示期望运算。$\log_a(\cdot)$ 表示以 a 为底的对数函数，而 $\ln(\cdot)$ 表示自然对数。 $\mathbb{C}^{x\times y}$ 表示 $x\times y$ 复值矩阵的空间。此外，$\mathbf{0}$ 和 $\mathbf{1}$ 分别表示维度适当的全零向量和全一向量，而 $\mathbf{I}_N$ 表示 $N\times N$ 单位矩阵。 $a!$ 表示非负整数 a 的阶乘。均值向量为 $\boldsymbol{\mu}$、协方差矩阵为 $\boldsymbol{\Sigma}$ 的圆对称复高斯（CSCG）随机向量的分布记为 $\sim \mathcal{CN}(\boldsymbol{\mu},\boldsymbol{\Sigma})$，其中 $\sim$ 表示“服从.....分布”。均值为 μ、方差为 σ^2 的实值高斯随机向量的分布记为 $\sim \mathcal{N}\left(\mu,\sigma^2\right)$，而具有 k 个自由度、非中心参数为 β 的非中心卡方分布记为$\sim \chi_k^2(\beta)$。此外, γ s x $z = \int_0^\infty x^{z-1}e^{-x}dx$

$(,) = \int_0^x t^{s-1}e^{-t}dt$和 $\Gamma()$ 分别表示下不完全伽马函数和伽马函数。 $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_x^\infty e^{-\frac{t^2}{2}}dt$是Q函数。 $Q_m(a,b) = \frac{1}{a^{m-1}}\int_b^\infty x^m e^{-\frac{x^2+a^2}{2}}I_{m-1}(ax)\,dx$表示非中心参数为 a、阶数为 m 的广义马尔库姆Q函数，其中 $I_m(\cdot)$ 表示阶数为 m 的第一类修正贝塞尔函数。

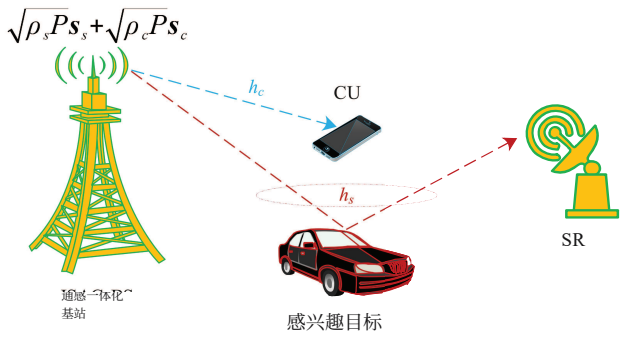
II. 系统模型

A. 通感一体化基站的发射信号模型

如图1所示，我们考虑一个下行通感一体化系统，其中部署了一台通感一体化基站，同时为单个通信用户提供通信服务，并执行感知感兴趣目标的任务[1]。此外，还部署了一台感知接收机（SR），用于收集目标反射的回波，以感知其状态[2]，，例如确定目标是否存在

[1]在此，我们分析一个由单个用户和单个目标构成的基本通感一体化场景，以揭示感知与通信功能之间的性能权衡。涉及多个用户和目标的更复杂 ISAC 场景中的具体问题（例如波束成形、功率分配、干扰抑制、性能权衡分析等）将作为我们未来的研究主题。

[2]尽管采用了基站与感知接收机分置部署的双基地感知模式，但后续的理论分析同样适用于基站与感知接收机共址部署的通感一体化场景。



情形	s_s 通信用户已知	s_c 感知接收机已知	h_s 在感知接收机处已知
情形I	√	√	√
情况二	√	√	×
情况 III	√	×	√
情形IV	√	×	×
情况 V	×	√	√
情形六	×	√	×
情形VII	×	×	√
情形 VIII	×	×	×

图1. 一个下行通感一体化系统，其中通感一体化基站为单个通信用户提供服务，并监测一个感兴趣目标；我们考虑了八种典型的通感一体化场景。

目标、获取车辆姿态信息等。本文聚焦于通感一体化系统的检测任务，其中感知接收机通过将回波与本地重新生成的感知信号进行匹配，判断是否存在感兴趣目标。为便于阐述，我们假设基站、通信用户和感知接收机均配备单天线。此外，我们假设杂波抑制已通过多种现有技术（例如 [38]）实现，因此考虑无杂波环境。

在下行传输中，通感一体化基站将部分总功率分配给广播感知波形，$s_s(t) \in \mathbb{C}$ 在第 t个时隙，而将剩余功率用于向通信用户传输信息承载信号，$s_c(t) \in \mathbb{C}$ 在第 t个时隙。这里，为简洁起见，我们假设

$$s_s\ t \qquad s_c\ t \qquad \mathbb{E}\left(|s_s\ t\ |^2\right) = (\,)$$

$$\mathbb{E}\left(|s_c\ t\ |^2\right) = 1$$

和( )均已归一化，即( )( )，且二者统计独立。不同于大多数采用正交资源块（时间、频率、波束等）调度这两种信号传输的传统雷达与通信共存系统，[10], 我们考虑一种通用的通感一体化设计，其中感知与通信波形在相同的时频资源上叠加 [39], [40]。因此，通感一体化基站在第 t个时隙发送的下行归一化信号为

$$s(t) = \sqrt{\rho_s}s_s(t) + \sqrt{\rho_c}s_c(t), \tag{1}$$

其中，ρ_s 和 ρ_c 分别为分配给目标感知和与通信用户通信的非负归一化功率系数，满足 $\rho_s + \rho_c = 1$。

本文中，我们考虑基站-通信用户链路 [41] 的窄带准静态块衰落信道。令 $h_c \in \mathbb{C}$ 表示通感一体化基站到通信用户的信道，则通信用户接收到的信号可表示为[3]

$$\begin{aligned} r_c(t) &= h_c\sqrt{P}s(t) + n_c(t) \\ &= \sqrt{\rho_s P}h_c s_s(t) + \sqrt{\rho_c P}h_c s_c(t) + n_c(t), \end{aligned} \tag{2}$$

[3]注意，在式（2）中，我们隐含地假设目标反射至通信用户（CU）的信号相较于经由基站（BS）-CU直达路径的信号足够弱，因此可以忽略。关于目标在通感一体化基站（ISAC-BS）至CU的通信链路中发挥散射作用的情况，请参阅 [14]，了解一些基本见解。

其中，P 表示通感一体化基站（ISAC-BS）可用的总功率，而 $n_c(t) \sim \mathcal{CN}(0、\sigma_c^2)$ 为加性高斯白噪声（AWGN），σ_c^2表示CU接收机处的噪声功率。

此外，令 $h_s \in \mathbb{C}$ 表示复合基站-目标-SR信道系数，则感知接收机处接收的信号为

$$\begin{aligned} r_s(t) =& h_s\sqrt{P}s(t-\tau)e^{j2\pi f_d t} + n_s(t) \\ =& \sqrt{\rho_s P}h_s s_s(t-\tau)e^{j2\pi f_d t} \\ &+ \sqrt{\rho_c P}h_s s_c(t-\tau)e^{j2\pi f_d t} + n_s(t), \end{aligned} \tag{3}$$

其中，τ 和 f_d 分别表示目标运动引起的时延和多普勒频移，$n_s(t) \sim \mathcal{CN}(0,\sigma_s^2)$ 表示感知接收机处的加性高斯白噪声，其接收机灵敏度为 σ_s^2。

通过考察（2）和（3）可以发现，除了传统雷达与通信共存系统中感知与通信功能之间的功率竞争外，还存在相互影响性能的波形交互。由于二者共享相同的无线电资源和硬件设备，因此感知性能与通信性能之间存在基本权衡。在第IV节中，我们将考察八种典型的通感一体化场景，以探究其中的性能权衡，如图1所示。

B. 感知接收机处的接收信号处理

具体而言，我们关注目标检测问题，以深入了解感知与通信功能之间内在的性能权衡。特别是在我们的理论分析框架中，采用检测概率作为感知的性能指标。

对于涉及单个目标的 ISAC 系统，检测问题可表述为二元假设检验问题 [37]。在零假设 $\mathcal{H}_0$ 和备择假设 $\mathcal{H}_1$ 下，感知接收机处 T 个样本的接收信号可表示为

$$\begin{cases} \mathbf{r}_s = \mathbf{n}_s, & \mathcal{H}_0, \\ \mathbf{r}_s = h_s\sqrt{P}\mathbf{D}\mathbf{s} + \mathbf{n}_s, & \mathcal{H}_1, \end{cases} \tag{4}$$

分别地，其中 $\mathbf{D} \in \mathbb{C}^{T\times T}$ 是由 τ 和 f_d确定的酉时延-多普勒算子矩阵，而 $\mathbf{s} \in \mathbb{C}^{T\times 1}$

是一个向量，包含从基站发射的采样 ISAC 波形；$\mathbf{n}_s \sim \mathcal{CN}\left(\mathbf{0}_{T\times 1}, \sigma_s^2 \mathrm{I}_T\right)$ 是感知接收机处的噪声向量。已知静止发射机和接收机的位置，以及时延-多普勒单元中假设位置处目标的位置和速度后，可直接计算出 D [37]。此外，由于 $\mathrm{D}^H\mathrm{D} = \mathrm{I}$，经过 D 的酉变换后，接收信号变为

$$\begin{cases} \tilde{\mathbf{r}}_s = \tilde{\mathbf{n}}_s, & \mathcal{H}_0, \\ \tilde{\mathbf{r}}_s = h_s\sqrt{P}\mathbf{s} + \tilde{\mathbf{n}}_s, & \mathcal{H}_1, \end{cases} \tag{5}$$

其中，我们有 $\tilde{\mathbf{r}}_s = \mathrm{D}^H\mathbf{r}_s$ 和 $\tilde{\mathbf{n}}_s = \mathrm{D}^H\mathbf{n}_s \sim \mathcal{CN}\left(\mathbf{0}_{T\times 1}, \sigma_s^2\mathrm{I}_T\right)$。

此外，目标检测通过将似然比检验（LRT）函数与某一阈值进行比较来实现，该函数定义为

$$\Lambda\left(\tilde{\mathbf{r}}_s\right) = \frac{f\left(\tilde{\mathbf{r}}_s \left| \mathcal{H}_1 \right.\right)}{f\left(\tilde{\mathbf{r}}_s \left| \mathcal{H}_0 \right.\right)}, \tag{6}$$

其中，阈值 $\overline{\kappa}$ 根据目标虚警概率（PFA）确定，以执行恒虚警率（CFAR）检测 [42]；$f\left(\tilde{\mathbf{r}}_s \left| \mathcal{H}_1 \right.\right)$ 和 $f\left(\tilde{\mathbf{r}}_s \left| \mathcal{H}_0 \right.\right)$ 分别表示假设 $\mathcal{H}_1$ 和 $\mathcal{H}_0$ 下 $\tilde{\mathbf{r}}_s$ 的概率密度函数（PDF）。在讨论具体感知场景时，我们将在第 III-B 节中定义这些函数。

备注 1：在继续讨论之前，我们先阐述实际的目标检测过程。通常，目标检测会与时延和多普勒频移 [43], [44] 的估计同时进行。通过采用传统主动雷达中使用的基于网格的搜索方法来估计并补偿时延和多普勒频移 [43], ，可以实现最优的相干检测性能。再次强调，本文重点评估目标检测概率与可达速率之间的基本权衡。不完美的时延和多普勒频移估计会干扰我们的理论分析。因此，我们假设时延和多普勒频移均已得到完美补偿 [44]。有兴趣的读者可参阅 [44], [45] ，进一步了解时延和多普勒频移对相干检测的影响。尽管如此，值得注意的是，采用估计得到的通信波形进行通信辅助感知，最终等效于经典的能量检测器，即式（23），这对应于未补偿时延和多普勒频移的情形。

III. 通感一体化系统的性能评估

本节评估通感一体化系统中的感知和通信性能。具体而言，我们重点关注两种不同的通信场景（即无感知场景和感知干扰通信场景），以及两类感知场景（即通信辅助感知场景和通信干扰感知场景）。

A. 通信性能评估

我们首先评估通信性能，具体以通信用户处的可达速率来衡量。具体而言，我们考虑无感知通信和受感知干扰的通信场景；在这两种场景中，通信用户分别将感知信号 $s_s(t)$ 视为先验已知和未知。

1）无感知通信：对于获准接入无线接入网的通信用户，假设协议指定的感知信号 $s_s(t)$ 已为通信用户先验所知是合理的。因此，接收机可采用串行干扰消除（SIC）技术去除感知信号中的相应部分。我们假设，只要接收机具备完美的信道状态信息（CSI），感知信号就能被完全消除。因此，我们有

$$s_c(t) = \frac{h_c^*}{\sqrt{\rho_c P}\left|h_c\right|^2} r_c(t) - \sqrt{\frac{\rho_s}{\rho_c}} s_s(t). \tag{7}$$

因此，通信用户处以比特每秒每赫兹（b/s/Hz）为单位的瞬时可达速率可表示为 [46]

$$R = \log_2\left(1 + \frac{\rho_c P |h_c|^2}{\sigma_c^2}\right). \tag{8}$$

2）感知干扰通信：对于不具备串行干扰消除（SIC）能力、使用传统接收机的通信用户而言，通感一体化基站发射的感知信号会造成额外干扰。因此，通信用户处的瞬时可达速率为 [47]

$$R = \log_2\left(1 + \frac{\rho_c P |h_c|^2}{\rho_s P |h_c|^2 + \sigma_c^2}\right). \tag{9}$$

B. 感知性能评估

接下来，我们在考虑通信信号影响的情况下，评估 ISAC 框架中的感知性能。本文始终考虑基于设备的感知场景，即感知接收机 SR 始终已知感知信号。

1）通信辅助感知：对于通信协议所指定的给定调制类型，为了提升目标检测性能，一种直接的方法是先从 SR 接收到的信号中恢复通信波形。具体而言，在进行解调之前，采用串行干扰消除技术来减轻感知信号造成的干扰。令 $\mathbf{s}_s \in \mathbb{C}^{T\times 1}$ 和 $\mathbf{s}_c \in \mathbb{C}^{T\times 1}$ 分别表示感知信号向量和通信信号向量。由此，恢复出的通信信号可表示为

$$\hat{\mathbf{s}}_c = \mathbb{Q}\left(\frac{h_s^*}{\sqrt{\rho_c P}\left|h_s\right|^2}\tilde{\mathbf{r}}_s - \sqrt{\frac{\rho_s}{\rho_c}}\mathbf{s}_s\right), \tag{10}$$

其中，$\mathbb{Q}: \mathbb{C}^T \to \mathbb{S}^T$ 表示解调用的判决算子，$\mathbb{S}$ 表示通信符号的星座图。通过这种方式，可以利用通信波形辅助目标检测。

为便于阐述，我们首先考虑通信信号 $\mathbf{s}_c$ 被（10）完美恢复的情况，

以获得检测性能的上界。在这种情况下，我们有

$$f\left(\tilde{\mathbf{r}}_s\left|\mathcal{H}_1\right.\right)=\frac{1}{\left(\pi\sigma_s^2\right)^T}\mathrm{e}^{-\frac{\left\|\tilde{\mathbf{r}}_s-h_s\sqrt{P}\mathbf{s}\right\|^2}{\sigma_s^2}}. \tag{11}$$

$$f\left(\tilde{\mathbf{r}}_s\left|\mathcal{H}_0\right.\right)=\frac{1}{\left(\pi\sigma_s^2\right)^T}\mathrm{e}^{-\frac{\left\|\tilde{\mathbf{r}}_s\right\|^2}{\sigma_s^2}}. \tag{12}$$

需要注意的是，对于通信辅助感知模式，在恢复通信波形 s_c 后，利用 SR 接收到的叠加感知与通信信号进行目标检测，这与利用可用参考信道 [37]的经典无源雷达系统类似。

接下来，我们将考察两种可能的情形，具体取决于感知接收机是否已知 h_s 。此外，我们将利用估计的 s_c，为这两种情形提供一个共同的下界。

a) h_s 已知于感知接收机：在 h_s 已知于感知接收机的情况下，将 (11) $\sim$ (12) 代入 (6) 并取其对数，得到对数似然比检验函数，即

$$\begin{aligned}\ln\Lambda\left(\tilde{\mathbf{r}}_s\right)&=\frac{1}{\sigma_s^2}\left(\left\|\tilde{\mathbf{r}}_s\right\|^2-\left\|\tilde{\mathbf{r}}_s-h_s\sqrt{P}\mathbf{s}\right\|^2\right)\\&=\frac{1}{\sigma_s^2}\left(2\sqrt{P}\Re\left(h_s\tilde{\mathbf{r}}_s^H\mathbf{s}\right)-P\|h_s\mathbf{s}\|^2\right).\end{aligned} \tag{13}$$

根据式（II.B.26），在假设 $\mathcal{H}_0$ 和 $\mathcal{H}_1$ 下， [42], $\Re\left(h_s\tilde{\mathbf{r}}_s^H\mathbf{s}\right)$ 在式（13）中分别服从以下分布。

$$\begin{cases}\Re\left(h_s\tilde{\mathbf{r}}_s^H\mathbf{s}\right)\sim\mathcal{N}\left(0,\frac{1}{2}\sigma_s^2\|h_s\mathbf{s}\|^2\right), & \mathcal{H}_0,\\ \Re\left(h_s\tilde{\mathbf{r}}_s^H\mathbf{s}\right)\sim\mathcal{N}\left(\sqrt{P}\|h_s\mathbf{s}\|^2,\frac{1}{2}\sigma_s^2\|h_s\mathbf{s}\|^2\right), & \mathcal{H}_1.\end{cases} \tag{14}$$

因此，虚警概率可轻松计算为

$$\begin{aligned}P_{\mathrm{FA}}&=\Pr\left\{\frac{1}{\sigma_s^2}\left(2\sqrt{P}\Re\left(h_s\tilde{\mathbf{r}}_s^H\mathbf{s}\right)-P\|h_s\mathbf{s}\|^2\right)\geq\kappa\middle|\mathcal{H}_0\right\}\\&=Q\left(\frac{\sigma_s^2\kappa+P\|h_s\mathbf{s}\|^2}{\sqrt{2P}\sigma_s\|h_s\mathbf{s}\|}\right)\overset{T\gg1}{\simeq}Q\left(\frac{\sigma_s^2\kappa+PT|h_s|^2}{\sqrt{2PT}\sigma_s|h_s|}\right),\end{aligned} \tag{15}$$

其中我们有 $\kappa=\ln\left(\bar{\kappa}\right)$。请注意，该近似是有效的，因为对于 $T\gg1$，我们有 $\frac{1}{T}\|\mathbf{s}\|^2=1$。

类似地，检测概率可表示为

$$\begin{aligned}P_{\mathrm{D}}&=\Pr\left\{\frac{1}{\sigma_s^2}\left(2\sqrt{P}\Re\left(h_s\tilde{\mathbf{r}}_s^H\mathbf{s}\right)-P\|h_s\mathbf{s}\|^2\right)\geq\kappa\middle|\mathcal{H}_1\right\}\\&=Q\left(\frac{\sigma_s^2\kappa-P\|h_s\mathbf{s}\|^2}{\sqrt{2P}\sigma_s\|h_s\mathbf{s}\|}\right)\overset{T\gg1}{\simeq}Q\left(\frac{\sigma_s^2\kappa-PT|h_s|^2}{\sqrt{2PT}\sigma_s|h_s|}\right).\end{aligned} \tag{16}$$

请注意，式 (15) 和式 (16) 的表达式与经典相干检测器中的表达式相似 [48], ，此处保留这些表达式以确保内容完整。

b) h_s SR 未知：接下来，我们考虑一种更实际的通感一体化场景，其中 h_s 在 SR 处未知[4]。在这种情况下，在似然比检验函数中用 h_s 的估计值代替其真实值，从而得到一种称为广义似然比检验（GLRT） [37]的新检验函数。具体而言，对式 (11) 取对数后，可得到 h_s 的最大似然估计：

$$\begin{aligned}\hat{h}_s&=\arg\max_{h_s}\ln f\left(\tilde{\mathbf{r}}_s\left|\mathcal{H}_1\right.\right)\\&=\arg\min_{h_s}\left\|\tilde{\mathbf{r}}_s-h_s\sqrt{P}\mathbf{s}\right\|^2=\frac{1}{\sqrt{P}\|\mathbf{s}\|^2}\mathbf{s}^H\tilde{\mathbf{r}}_s.\end{aligned} \tag{17}$$

将（17）代入（13），可得对数广义似然比检验函数为

$$\begin{aligned}\ln\Lambda\left(\tilde{\mathbf{r}}_s\right)&=\frac{1}{\sigma_s^2}\left(\left\|\tilde{\mathbf{r}}_s\right\|^2-\left\|\tilde{\mathbf{r}}_s-\frac{\mathbf{s}\mathbf{s}^H}{\|\mathbf{s}\|^2}\tilde{\mathbf{r}}_s\right\|^2\right)\\&=\frac{1}{\sigma_s^2}\tilde{\mathbf{r}}_s^H\mathbf{G}\tilde{\mathbf{r}}_s=\frac{1}{\sigma_s^2}\tilde{\mathbf{r}}_s^H\mathbf{U}\boldsymbol{\Lambda}\mathbf{U}^H\tilde{\mathbf{r}}_s,\end{aligned} \tag{18}$$

其中，$\mathbf{G}=\mathbf{I}-\left(\mathbf{I}-\frac{\mathbf{s}\mathbf{s}^H}{\|\mathbf{s}\|^2}\right)\left(\mathbf{I}-\frac{\mathbf{s}\mathbf{s}^H}{\|\mathbf{s}\|^2}\right)$，$\boldsymbol{\Lambda}$ 是由 $\mathbf{G}$ 的特征值构成的对角矩阵，而 $\mathbf{U}\in\mathbb{C}^{T\times T}$ 是一个酉矩阵，其列为对应的特征向量。显然， $\boldsymbol{\Lambda}$ 中只有一个特征值为 1，其余（$T-1$）个特征值均为 0。

根据（18），虚警概率的精确闭式表达式为

$$\begin{aligned}P_{\mathrm{FA}}&=\Pr\left\{\frac{1}{\sigma_s^2}\tilde{\mathbf{r}}_s^H\mathbf{U}\boldsymbol{\Lambda}\mathbf{U}^H\tilde{\mathbf{r}}_s\geq\kappa\middle|\mathcal{H}_0\right\}\\&=\Pr\left\{\mathbf{n'}_s^H\boldsymbol{\Lambda}\mathbf{n'}_s\geq\sigma_s^2\kappa\right\}\\&=\Pr\left\{\left|n'_{s,1}\right|^2\geq\sigma_s^2\kappa\right\}=e^{-\kappa},\end{aligned} \tag{19}$$

其中，$\mathbf{n'}_s=\mathbf{U}^H\tilde{\mathbf{n}}_s\sim\mathcal{CN}\left(\mathbf{0}_{T\times1},\sigma_s^2\mathbf{I}_T\right)$。

此外，这种情况下的检测概率可表示为

$$\begin{aligned}P_{\mathrm{D}}&=\Pr\left\{\frac{1}{\sigma_s^2}\tilde{\mathbf{r}}_s^H\mathbf{U}\boldsymbol{\Lambda}\mathbf{U}^H\tilde{\mathbf{r}}_s\geq\kappa\middle|\mathcal{H}_1\right\}\\&=\Pr\left\{\left(h_s\sqrt{P}\mathbf{s'}+\mathbf{n'}_s\right)^H\boldsymbol{\Lambda}\left(h_s\sqrt{P}\mathbf{s'}+\mathbf{n'}_s\right)\geq\sigma_s^2\kappa\right\}\\&=\Pr\left\{\left|h_s\sqrt{P}s'_1+n'_{s,1}\right|^2\geq\sigma_s^2\kappa\right\}\\&=Q_1\left(\sqrt{\frac{2}{\sigma_s^2}P\|h_s\mathbf{s}\|^2},\sqrt{2\kappa}\right)\\&\overset{T\gg1}{\simeq}Q_1\left(\sqrt{\frac{2}{\sigma_s^2}PT|h_s|^2},\sqrt{2\kappa}\right),\end{aligned} \tag{20}$$

其中有 $\mathbf{s'}=\mathbf{U}^H\mathbf{s}$。

[4]请注意，在考虑感知接收机与基站集成的情况时，双基地感知模式会转变为单基地模式，并且通信波形 s_c对基站（感知接收机）而言完全已知，因此无需像式（10）那样执行估计过程。不过，仍可能遇到信道系数未知的情况。这里，我们考虑未知 h_s 的情况，以便为所有潜在的ISAC场景提供一个全面的框架。

由（19）和（20）可知，在 $\mathcal{H}_0$ 假设下，由于广义似然比检验函数不含信号，虚警概率与发射功率无关；而由于 Marcum Q函数关于其非中心参数具有单调性，检测概率会随着发射功率和信号长度的增加而提高。

c) 在感知接收机（SR）处估计的 s_c ：如前所述，在一般的通感一体化系统中，由于感知接收机处的噪声和信道失配，通信信号 s_c 并不总是能够从接收波形中被准确重构。接下来，我们将考虑这样一种场景：利用从接收的通感一体化信号中估计得到的版本替代通信波形 s_c ，这无疑为通信辅助感知场景提供了一个下界。具体而言，在零假设和备择假设下，感知接收机处接收到的信号分别表示为

$$\begin{cases} \tilde{\mathbf{r}}_s = \tilde{\mathbf{n}}_s, & \mathcal{H}_0, \\ \tilde{\mathbf{r}}_s = \sqrt{\rho_s P} h_s \mathbf{s}_s + \sqrt{\rho_c P} h_s \mathbf{s}_c + \tilde{\mathbf{n}}_s, & \mathcal{H}_1, \end{cases} \tag{21}$$

分别。

给定 h_s 的一个暂定值，可以得到 s_c 的最大似然估计，方法是

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{s}}_c &= \arg\max_{\mathbf{s}_c} \ln f\left(\tilde{\mathbf{r}}_s \,|\mathcal{H}_1\right) \\ &= \arg\min_{\mathbf{s}_c} \left\| \tilde{\mathbf{r}}_s - \sqrt{\rho_s P} h_s \mathbf{s}_s - \sqrt{\rho_c P} h_s \mathbf{s}_c \right\|^2 \\ &= \frac{h_s^*}{\sqrt{\rho_c P}|h_s|^2} \tilde{\mathbf{r}}_s - \sqrt{\frac{\rho_s}{\rho_c}} \mathbf{s}_s. \end{aligned} \tag{22}$$

将（22）代入（13）后，对数广义似然比检验函数退化为

$$\ln \Lambda\left(\tilde{\mathbf{r}}_s\right) = \frac{1}{\sigma_s^2} \|\tilde{\mathbf{r}}_s\|^2, \tag{23}$$

可以证明，该函数与信道系数 h_s 无关。因此，在 h_s 未知的通信辅助感知情形下，对数广义似然比检验函数与式（23）相同。

注意，(23) 最终得到的是经典能量检测器[42], ，它也对应于未补偿时延和多普勒频移的情形，因为我们有 $\|\tilde{\mathbf{r}}_s\|^2 = \|\mathbf{r}_s\|^2$。因此，此情况下的虚警概率可写为

$$\begin{aligned} P_{\mathrm{FA}} &= \Pr\left\{ \frac{1}{\sigma_s^2} \|\tilde{\mathbf{r}}_s\|^2 \geq \kappa \middle| \mathcal{H}_0 \right\} \\ &= \Pr\left\{ \left\| \frac{\sqrt{2}}{\sigma_s} \tilde{\mathbf{n}}_s \right\|^2 \geq 2\kappa \right\} = Q_T\left(0, \sqrt{2\kappa}\right). \end{aligned} \tag{24}$$

因此，检测概率可表示为

$$\begin{aligned} P_{\mathrm{D}} &= \Pr\left\{ \frac{1}{\sigma_s^2} \|\tilde{\mathbf{r}}_s\|^2 \geq \kappa \middle| \mathcal{H}_1 \right\} \\ &= \Pr\left\{ \left\| \frac{\sqrt{2P}}{\sigma_s} h_s \mathbf{s} + \frac{\sqrt{2}}{\sigma_s} \tilde{\mathbf{n}}_s \right\|^2 \geq 2\kappa \right\} \\ &= Q_T\left(\sqrt{\frac{2P}{\sigma_s^2} \|h_s \mathbf{s}\|^2}, \sqrt{2\kappa} \right) \\ &\overset{T \gg 1}{\simeq} Q_T\left(\sqrt{\frac{2PT}{\sigma_s^2} |h_s|^2}, \sqrt{2\kappa} \right). \end{aligned} \tag{25}$$

简而言之，假设通信波形 s_c 在感知接收机处完全已知，则式（16）和式（20）分别刻画了信道系数 h_s 在感知接收机处已知和未知时，通信辅助感知场景中的检测概率上界。相比之下，这两种情形下的检测概率值均以下界（25）为界，其中通信波形 s_c 在感知接收机处通过估计获得。

2) 通信干扰感知：接下来，我们考虑通信干扰感知场景，其中通信信号 s_c 完全未知，因此在感知接收机[5]处被视为干扰。本文考虑最坏情况，假设通信信号服从高斯分布，即 $\mathrm{s}_c \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}_{T\times 1}, \rho_c \mathrm{I}_T)$。因此，在假设 $\mathcal{H}_1$ 下， $\tilde{\mathbf{r}}_s$ 的概率密度函数变为

$$f\left(\tilde{\mathbf{r}}_s \,|\mathcal{H}_1\right) = \frac{1}{\pi^T \left(\rho_c P |h_s|^2 + \sigma_s^2\right)^T} \mathrm{e}^{-\frac{\left\|\tilde{\mathbf{r}}_s - \sqrt{\rho_s P} h_s \mathbf{s}_s\right\|^2}{\rho_c P |h_s|^2 + \sigma_s^2}}. \tag{26}$$

接下来，我们将根据 h_s 在感知接收机处是否已知，考察两种可能的场景。

a) 感知接收机处已知 h_s ：考虑已知的信道系数 h_s，式 (13) 中的对数广义似然比检验函数替换为

$$\begin{aligned} \ln \Lambda\left(\tilde{\mathbf{r}}_s\right) =& \frac{\|\tilde{\mathbf{r}}_s\|^2}{\sigma_s^2} - \frac{\left\|\tilde{\mathbf{r}}_s - \sqrt{\rho_s P} h_s \mathbf{s}_s\right\|^2}{\rho_c P |h_s|^2 + \sigma_s^2} \\ &+ T \ln \frac{\sigma_s^2}{\rho_c P |h_s|^2 + \sigma_s^2} \\ =& \frac{\zeta}{\sigma_s^2 (1+\zeta)} \left\| \tilde{\mathbf{r}}_s + \frac{\sqrt{\rho_s P}}{\zeta} h_s \mathbf{s}_s \right\|^2 - \frac{\rho_s}{\rho_c} \|\mathbf{s}_s\|^2 \\ &- T \ln(1+\zeta), \end{aligned} \tag{27}$$

其中，我们有 $\zeta = \frac{\rho_c P |h_s|^2}{\sigma_s^2}$。

注意，式 (27) 中的 $\left\| \tilde{\mathbf{r}}_s + \frac{\sqrt{\rho_s P}}{\zeta} h_s \mathbf{s}_s \right\|^2$ 服从自由度为 $2T$ 的非中心卡方分布，因此 $\frac{2}{\sigma_s^2} \left\| \tilde{\mathbf{r}}_s + \frac{\sqrt{\rho_s P}}{\zeta} h_s \mathbf{s}_s \right\|^2$

$$\begin{cases} \sim \chi^2_{2T}\left(\frac{2\rho_s}{\rho_c \zeta} \|\mathbf{s}_s\|^2 \right), & \mathcal{H}_0, \\ \sim \chi^2_{2T}\left(\frac{2}{\sigma_s^2} \left\| \sqrt{\rho_c P} h_s \mathbf{s}_c + \frac{\zeta+1}{\zeta} \sqrt{\rho_s P} h_s \mathbf{s}_s \right\|^2 \right), & \mathcal{H}_1. \end{cases} \tag{28}$$

分别在假设 $\mathcal{H}_0$ 和 $\mathcal{H}_1$下。

根据（28），因此虚警概率（PFA）如下一页顶部的（29）所示。类似地，检测概率（PD）如下一页顶部的（30）所示。请注意，随着感知功率占比的增加，检测概率（PD）增大，而虚警概率（PFA）减小，这将在第五节中得到验证。

[5]请注意，本文考虑的是基于设备的感知 [14],，因此感知波形 s_s 始终为感知接收机所知，因而可用于执行目标检测。这与被动雷达不同：当参考信道中的通信信号不可用时，被动雷达便无法工作。

$$
\begin{aligned}
P_{\mathrm{FA}} &= \Pr\left\{ \left[\frac{\zeta}{\sigma_s^2(1+\zeta)} \left\| \tilde{\mathbf{r}}_s + \frac{\sqrt{\rho_s P}}{\zeta} h_s \mathbf{s}_s \right\|^2 - \frac{\rho_s}{\rho_c}\|\mathbf{s}_s\|^2 - T\ln(1+\zeta) \right] \geq \kappa \,\middle|\, \mathcal{H}_0 \right\} \\
&= \Pr\left\{ \left\| \tilde{\mathbf{n}}_s + \frac{\sqrt{\rho_s P}}{\zeta} h_s \mathbf{s}_s \right\|^2 \geq \frac{\sigma_s^2(1+\zeta)}{\zeta} \left(\kappa + T\ln(1+\zeta) + \frac{\rho_s}{\rho_c}\|\mathbf{s}_s\|^2 \right) \right\} \\
&= Q_T\left(\sqrt{\frac{2\rho_s\|\mathbf{s}_s\|^2}{\rho_c\zeta}}, \sqrt{\frac{2(1+\zeta)}{\zeta}\left(\kappa + T\ln(1+\zeta) + \frac{\rho_s}{\rho_c}\|\mathbf{s}_s\|^2 \right)} \right) \\
&\overset{T\gg 1}{\simeq} Q_T\left(\sqrt{\frac{2\rho_s T}{\rho_c\zeta}}, \sqrt{\frac{2(1+\zeta)}{\zeta}\left(\kappa + T\ln(1+\zeta) + \frac{\rho_s T}{\rho_c} \right)} \right).
\end{aligned} \tag{29}
$$

$$
\begin{aligned}
P_{\mathrm{D}} &= \Pr\left\{ \left[\frac{\zeta}{\sigma_s^2(1+\zeta)} \left\| \tilde{\mathbf{r}}_s + \frac{\sqrt{\rho_s P}}{\zeta} h_s \mathbf{s}_s \right\|^2 - \frac{\rho_s}{\rho_c}\|\mathbf{s}_s\|^2 - T\ln(1+\zeta) \right] \geq \kappa \,\middle|\, \mathcal{H}_1 \right\} \\
&= \Pr\left\{ \left\| \tilde{\mathbf{n}}_s + \sqrt{\rho_c P} h_s \mathbf{s}_c + \frac{(1+\zeta)\sqrt{\rho_s P}}{\zeta} h_s \mathbf{s}_s \right\|^2 \geq \frac{\sigma_s^2(1+\zeta)}{\zeta} \left(\kappa + T\ln(1+\zeta) + \frac{\rho_s}{\rho_c}\|\mathbf{s}_s\|^2 \right) \right\} \\
&= Q_T\left(\left(\sqrt{\frac{2}{\sigma_s^2}\left\| \sqrt{\rho_c P} h_s \mathbf{s}_c + \frac{(1+\zeta)\sqrt{\rho_s P}}{\zeta} h_s \mathbf{s}_s \right\|^2}, \sqrt{\frac{2(1+\zeta)}{\zeta}\left(\kappa + T\ln(1+\zeta) + \frac{\rho_s}{\rho_c}\|\mathbf{s}_s\|^2 \right)} \right) \right) \\
&\overset{T\gg 1}{\simeq} Q_T\left(\left(\sqrt{\frac{2T}{\rho_c\zeta}\left(\rho_c\zeta^2 + \rho_s(1+\zeta)^2 \right)}, \sqrt{\frac{2(1+\zeta)}{\zeta}\left(\kappa + T\ln(1+\zeta) + \frac{\rho_s T}{\rho_c} \right)} \right) \right).
\end{aligned} \tag{30}
$$

$$
\xi = \arg\min_{\xi\geq 0} \left(T\ln\left(\rho_c P\xi^2 \left| \mathbf{s}_s^H \tilde{\mathbf{r}}_s \right|^2 + \sigma_s^2 \right) + \frac{\left\| \tilde{\mathbf{r}}_s - \sqrt{\rho_s P}\xi \mathbf{s}_s \mathbf{s}_s^H \tilde{\mathbf{r}}_s \right\|^2}{\rho_c P\xi^2 |\mathbf{s}_s^H \tilde{\mathbf{r}}_s|^2 + \sigma_s^2} \right). \tag{32}
$$

b) h_s 感知接收机未知：在这种情况下， h_s 的最大似然估计可由下式确定：

$$
\begin{aligned}
\hat{h}_s = \arg\min_{h_s} \Big(& T\ln\left(\rho_c P|h_s|^2 + \sigma_s^2 \right) \\
& + \frac{\left\| \tilde{\mathbf{r}}_s - \sqrt{\rho_s P} h_s \mathbf{s}_s \right\|^2}{\rho_c P|h_s|^2 + \sigma_s^2} \Big).
\end{aligned} \tag{31}
$$

注意，对于给定的 h_s 模值，使 (31) 右端（RHS）最小的最优辐角由 $\angle\hat{h}_s = \angle\left(\mathbf{s}_s^H \tilde{\mathbf{r}}_s\right)$ 给出。记为 $h_s = \xi \mathbf{s}_s^H \tilde{\mathbf{r}}_s$, $\xi \in \mathbb{R}^+$，于是问题 (31) 转化为 (32)，如本页顶部所示。

结果表明，对式 (32) 的右侧关于 ξ 求导并令其等于 0，即可得到式 (32) 的最优解：

$$
\begin{aligned}
& T\frac{2\rho_c P\left|\mathbf{s}_s^H\tilde{\mathbf{r}}_s\right|^2\xi}{\rho_c P\xi^2|\mathbf{s}_s^H\tilde{\mathbf{r}}_s|^2+\sigma_s^2} \\
& -\frac{2\rho_c P\left|\mathbf{s}_s^H\tilde{\mathbf{r}}_s\right|^2\xi\left\|\tilde{\mathbf{r}}_s-\sqrt{\rho_s P}\xi\mathbf{s}_s\mathbf{s}_s^H\tilde{\mathbf{r}}_s\right\|^2}{\left(\rho_c P\xi^2|\mathbf{s}_s^H\tilde{\mathbf{r}}_s|^2+\sigma_s^2\right)^2} \\
& +\frac{2\xi\left\|\sqrt{\rho_s P}\mathbf{s}_s\mathbf{s}_s^H\tilde{\mathbf{r}}_s\right\|^2-2\Re\left\{\tilde{\mathbf{r}}_s^H\sqrt{\rho_s P}\mathbf{s}_s\mathbf{s}_s^H\tilde{\mathbf{r}}_s\right\}}{\rho_c P\xi^2|\mathbf{s}_s^H\tilde{\mathbf{r}}_s|^2+\sigma_s^2}=0,
\end{aligned} \tag{33}
$$

该方程可使用二分法进行数值求解。

令 $\hat{\xi}$ 表示通过求解式 (33) 得到的估计 ξ。将估计的 $\hat{h}_s = \hat{\xi}\mathbf{s}_s^H\tilde{\mathbf{r}}_s$ 代入式 (27) 后，可得

$$
\begin{aligned}
\ln\Lambda(\tilde{\mathbf{r}}_s) = & \frac{\|\tilde{\mathbf{r}}_s\|^2}{\sigma_s^2} - \frac{\left\|\tilde{\mathbf{r}}_s - \sqrt{\rho_s P}\hat{\xi}\mathbf{s}_s\mathbf{s}_s^H\tilde{\mathbf{r}}_s\right\|^2}{\rho_c P\hat{\xi}^2|\mathbf{s}_s^H\tilde{\mathbf{r}}_s|^2+\sigma_s^2} \\
& + T\ln\frac{\sigma_s^2}{\rho_c P\hat{\xi}^2|\mathbf{s}_s^H\tilde{\mathbf{r}}_s|^2+\sigma_s^2}.
\end{aligned} \tag{34}
$$

由于对数和除法运算，式（34）中 $\ln\Lambda(\tilde{\mathbf{r}}_s)$ 的闭式概率密度函数（PDF）未知，因此，本文通过将式（34）中的 $\left|\mathbf{s}_s^H\tilde{\mathbf{r}}_s\right|^2$ 替换为各假设 [42] 下的统计值 $\mathbb{E}\left(\left|\mathbf{s}_s^H\tilde{\mathbf{r}}_s\right|^2\right)$，推导出虚警概率（PFA）和检测概率（PD）的参考界。需要注意的是，随着用于感知的符号数量增加，即 $T \gg 1$，近似结果会更加准确。定义 ϑ，$\mathbb{E}\left(\left|\mathbf{s}_s^H\tilde{\mathbf{r}}_s\right|^2\right)$，可得

$$
\begin{cases}
\vartheta = 0, & \mathcal{H}_0, \\
\vartheta = \rho_s P\|\mathbf{s}_s\|^4\,\mathbb{E}\left(|h_s|^2\right), & \mathcal{H}_1,
\end{cases} \tag{35}
$$

其中，信道系数的二阶统计量，即 $\mathbb{E}\left(|h_s|^2\right)$，假设感知接收机已预先知晓。

因此，(34) 可改写为下一页顶部的 (36)，其中

$$\ln\Lambda\left(\tilde{\mathbf{r}}_s\right)=\frac{\tilde{\mathbf{r}}_s^H\tilde{\mathbf{r}}_s}{\sigma_s^2}-\frac{\tilde{\mathbf{r}}_s^H\left(\mathbf{I}-\sqrt{\rho_s P}\hat{\xi}\mathbf{s}_s\mathbf{s}_s^H\right)^H\left(\mathbf{I}-\sqrt{\rho_s P}\hat{\xi}\mathbf{s}_s\mathbf{s}_s^H\right)\tilde{\mathbf{r}}_s}{\rho_c P\hat{\xi}^2\vartheta+\sigma_s^2}+T\ln\frac{\sigma_s^2}{\rho_c P\hat{\xi}^2\vartheta+\sigma_s^2}=\tilde{\mathbf{r}}_s^H\mathbf{K}\tilde{\mathbf{r}}_s+T\ln\frac{\sigma_s^2}{\rho_c P\hat{\xi}^2\vartheta+\sigma_s^2},\tag{36}$$

$$\begin{aligned}\mathbf{K}=&\frac{1}{\sigma_s^2}\mathbf{I}-\frac{1}{\rho_c P\hat{\xi}^2\vartheta+\sigma_s^2}\\&\times\left(\mathbf{I}-\sqrt{\rho_s P}\hat{\xi}\mathbf{s}_s\mathbf{s}_s^H\right)^H\left(\mathbf{I}-\sqrt{\rho_s P}\hat{\xi}\mathbf{s}_s\mathbf{s}_s^H\right).\end{aligned}\tag{37}$$

令 $\mathbf{K}=\mathbf{V}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H$ 表示 $\mathbf{K}$ 的特征值分解。显然，$\mathbf{K}$ 的一个特征值为 $\frac{1}{\sigma_s^2}-\frac{1}{\rho_c P\hat{\xi}^2\vartheta+\sigma_s^2}\left(1-\sqrt{\rho_s P}\hat{\xi}\mathbf{s}_s^H\mathbf{s}_s\right)^2$，其余 $(T-1)$ 个特征值为 $\left(\frac{1}{\sigma_s^2}-\frac{\rho_c P}{\rho_c P\hat{\xi}^2\vartheta+\sigma_s^2}\right)$。

通过令 $\tilde{\mathbf{n}}_s''=\mathbf{V}^H\tilde{\mathbf{n}}_s$，我们有 $\mathbf{n}''_s\sim\mathcal{CN}\left(\mathbf{0}_{T\times1},\sigma_s^2\mathbf{I}_T\right)$。因此，虚警概率可以表示为

$$\begin{aligned}P_{\text{FA}}&=\Pr\left\{\tilde{\mathbf{r}}_s^H\mathbf{K}\tilde{\mathbf{r}}_s+T\ln\frac{\sigma_s^2}{\rho_c P\hat{\xi}^2\vartheta+\sigma_s^2}\geq\kappa\middle|\mathcal{H}_0\right\}\\&=\Pr\left\{\mathbf{n}''^H_s\mathbf{\Sigma}\mathbf{n}''_s\geq\kappa-T\log\frac{\sigma_s^2}{\rho P\hat{\xi}^2\vartheta+\sigma_s^2}\right\}\\&=\Pr\left\{\sum_{l=2}^{T}\left|\frac{\sqrt{2}}{\sigma_s}n''_{s,l}\right|^2\geq\alpha-\beta\left|\frac{\sqrt{2}}{\sigma_s}n''_{s,1}\right|^2\right\},\end{aligned}\tag{38}$$

其中我们有

$$\alpha=2\left(\kappa-T\ln\frac{\sigma_s^2}{\rho_c P\hat{\xi}^2\vartheta+\sigma_s^2}\right)\left(1+\frac{\sigma_s^2}{\rho_c P\hat{\xi}^2\vartheta}\right),\tag{39}$$

$$\beta=1+\frac{\sigma_s^2}{\rho_c P\hat{\xi}^2\vartheta}-\frac{\sigma_s^2}{\rho_c P\hat{\xi}^2\vartheta}\left(1-\sqrt{\rho_s P}\hat{\xi}\mathbf{s}_s^H\mathbf{s}_s\right)^2.\tag{40}$$

此外，定义 $X_0\triangleq\sum_{l=2}^{T}\left|\frac{\sqrt{2}}{\sigma_s}n''_{s,l}\right|^2$ 和 $Y_0\triangleq\left|\frac{\sqrt{2}}{\sigma_s}n''_{s,1}\right|^2$，则有 $X_0\sim\chi^2_{2(T-1)}$(0) 和 $Y_0\sim\chi^2_2$(0)。因此，(38) 可改写为

$$\begin{aligned}P_{\text{FA}}=&\Pr\left\{X_0\geq\alpha-\beta Y_0\right\}\\=&1-\frac{1}{2}\int_0^{\frac{\alpha}{\beta}}\frac{\gamma\left(T-1,\frac{\alpha-\beta y_0}{2}\right)}{\Gamma\left(T-1\right)}e^{-\frac{y_0}{2}}dy_0\\\overset{(a)}{=}&1-\frac{1}{2}\int_0^{\frac{\alpha}{\beta}}\left(1-e^{-\frac{(\alpha-\beta y_0)}{2}}(\sum_{l=0}^{T-2}\frac{(\alpha-\beta y_0)^l}{2^l l!})\right)\\&\times e^{-\frac{y_0}{2}}dy_0\\=&e^{-\frac{\alpha}{2\beta}}+\frac{1}{2}e^{-\frac{\alpha}{2}}\sum_{l=0}^{T-2}\frac{\beta^l\int_0^{\frac{\alpha}{\beta}}\left(\frac{\alpha}{\beta}-y_0\right)^l e^{-\left(\frac{1-\beta}{2}\right)y_0}dy_0}{2^l l!}\\\overset{(b)}{=}&\left(1+\frac{1}{\beta}\sum_{l=1}^{T-1}\frac{\beta^l}{(\beta-1)^l(l-1)!}\gamma\left(l,\frac{\alpha}{2\beta}(\beta-1)\right)\right)\\&\times e^{-\frac{\alpha}{2\beta}},\end{aligned}\tag{41}$$

其中，(a) 和 (b) 分别由 [49] 中的公式（8.352）和公式（3.382）推得。

同理，定义 $\mathbf{s}''=\mathbf{V}^H\mathbf{s}$ 后，检测概率由下一页顶部的式（42）给出。定义

$$X_1\triangleq\sum_{l=2}^{T}\left|\frac{\sqrt{2P}h_s s''_l}{\sigma_s}+\frac{\sqrt{2}}{\sigma_s}n''_{s,l}\right|^2,\tag{43}$$

$$Y_1\triangleq\left|\frac{\sqrt{2P}h_s s''_1}{\sigma_s}+\frac{\sqrt{2}}{\sigma_s}n''_{s,1}\right|^2,\tag{44}$$

我们有 $X_1\sim\chi^2_{2(T-1)}\left(\frac{2P}{(T-1)}\|h_s\|^2\right)$秒和 $Y_1\sim\chi^2_2\left(\frac{2P\|h_s秒}{T\sigma_s^2}\|^2\right)$。因此，(42) 可以改写为下一页顶部的 (45)。

由于难以获得式（45）的闭式表达式，下面通过应用切比雪夫-高斯求积 [50]给出一个近似表达式。具体而言，将积分域划分为 N 部分，并定义$y_1=\frac{\alpha}{2\beta}\left(1+\cos\left(\frac{2n-1}{2N}\pi\right)\right)$，$n=1,2,\cdots,N$，则可通过下一页顶部的式（46）对检测概率进行数值近似，其中 N 是一个可调参数，用于在计算复杂度与拟合精度之间灵活权衡。更具体来说，N 表示将积分区间划分成的片段数。增大 N 的值，可以缩小式（46）的数值近似结果与式（42）真实值之间的差距。

当为感知收集到足够多的符号，即 $T\gg\|\|^2$ 时，可通过用 T替

1 41 46

换 s，进一步简化（）和（）。请注意，由于采用了统计近似，式（41）和式（46）分别构成虚警概率和检测概率的下界，后文将对此进行验证。

IV. 基于功率分配的权衡分析

本节通过求解功率分配问题，详细分析 ISAC 系统中感知与通信功能之间的性能权衡。具体而言，通信用户的可达速率以及用于目标检测的检测概率，都高度依赖于分配给相应信号分量的功率。因此，我们考虑一个通用优化目标：在确保通信用户的信息速率以及感知接收机对感兴趣目标进行监测的检测概率均高于预设阈值的前提下，最小化通感一体化基站的发射功率。因此，优化问题可表示为[6]

$$(P1):\min_{\rho_c,\rho_s}\ P\tag{47a}$$

$$\text{s.t.}\quad R\geq R_{\min},\tag{47b}$$

[6]请注意，尽管本文考虑的是功率最小化问题，但只需设定固定的发射功率，即可轻松将所构建的问题转化为其对偶问题，即最大化可达速率或检测概率（PD），分别对应以通信为中心和以感知为中心的ISAC场景 [14]。

$$P_{\mathrm{D}} = \Pr\left\{ \tilde{\mathbf{r}}_s^H \mathbf{K} \tilde{\mathbf{r}}_s + T \ln \frac{\sigma_s^2}{\rho_c P \hat{\xi}^2 \vartheta + \sigma_s^2} \geq \kappa \middle| \mathcal{H}_1 \right\}$$
$$= \Pr\left\{ \sum_{l=2}^{T} \left| \frac{\sqrt{2P} h_s s''_l}{\sigma_s} + \frac{\sqrt{2}}{\sigma_s} n''_{s,l} \right|^2 \geq \alpha - \beta \left| \frac{\sqrt{2P} h_s s''_1}{\sigma_s} + \frac{\sqrt{2}}{\sigma_s} n''_{s,1} \right|^2 \right\}. \tag{42}$$

$$P_{\mathrm{D}} = \Pr\{X_1 \geq \alpha - \beta Y_1\}$$
$$= 1 - \frac{1}{2} e^{-\frac{P\|h_s \mathbf{s}\|^2}{T\sigma_s^2}} \int_0^{\frac{\alpha}{\beta}} e^{-\frac{y_1}{2}} I_0\left(\sqrt{\frac{2P\|h_s \mathbf{s}\|^2}{T\sigma_s^2} y_1} \right) \left(1 - Q_{T-1}\left(\sqrt{\frac{2P(T-1)\|h_s \mathbf{s}\|^2}{T\sigma_s^2}}, \sqrt{(\alpha - \beta y_1)} \right) \right) dy_1. \tag{45}$$

$$P_{\mathrm{D}} \approx 1 - \frac{\pi\alpha}{4\beta N} e^{-\frac{P\|h_s \mathbf{s}\|^2}{T\sigma_s^2} - \frac{\alpha}{4\beta}} \left[\sum_{n=1}^{N} \sin\left(\frac{2n-1}{2N}\pi \right) e^{-\frac{\alpha}{4\beta}\cos\left(\frac{2n-1}{2N}\pi\right)} I_0\left(\sqrt{\frac{\alpha P\|h_s \mathbf{s}\|^2}{\beta T\sigma_s^2}\left(1 + \cos\left(\frac{2n-1}{2N}\pi\right)\right)} \right) \right.$$
$$\left. \times \left(1 - Q_{T-1}\left(\sqrt{\frac{2P(T-1)\|h_s \mathbf{s}\|^2}{T\sigma_s^2}}, \sqrt{\frac{\alpha}{2}\left(1 - \cos\left(\frac{2n-1}{2N}\pi\right)\right)} \right) \right) \right], \tag{46}$$

$$P_{\mathrm{D}} \geq P_{\mathrm{D,min}}, \tag{47c}$$
$$P_{\mathrm{FA}} \leq P_{\mathrm{FA},\delta}, \tag{47d}$$
$$\rho_c + \rho_s = 1, \tag{47e}$$
$$\rho_c \geq 0,\ \rho_s \geq 0, \tag{47f}$$

其中， $R_{\min}$ 和$P_{\mathrm{D,\ min}}$ 分别表示通信用户（CU）所需的最低恒定信息速率和感知所需的检测概率（PD）；$P_{\mathrm{FA,\ }\delta}$ 表示虚警概率（PFA）的最大容许值。接下来，我们将根据两种通信场景（即无感知干扰和受感知干扰）与两种感知场景（即通信辅助和受通信干扰）的组合，考虑八种不同情形来求解（$P1$）。这些场景已在第三节讨论。对于每种场景，我们将分别考虑 h_s已知和未知两种情形。

情形I：无感知通信与通信辅助感知（$\mathbf{s}_s$ 在通信用户处已知，$\mathbf{s}_c$ 和 h_s 在感知接收机处均已知）

结合(8)和(16)，可直接得到($P1$)的最优功率分配解为 $\rho_c = 1$，这表明全部发射功率都应分配用于通信。这是因为在这种情况下，通信信号始终可以被充分利用，以提升目标检测性能。这样，通过 $\frac{\sigma_c^2}{|h_c|^2}\left(2^{R_{\min}} - 1\right)$即可得到ISAC-BS为满足(47b)所需的最小发射功率。此外，为以最小发射功率满足(47c)和(47d)中的感知要求，有 $Q\left(\frac{\sigma_s^2\kappa + PT|h_s|^2}{\sqrt{2PT}\sigma_s|h_s|}\right) = P_{\mathrm{FA},\delta}$和 $Q\left(\frac{\sigma_s^2\kappa - PT|h_s|^2}{\sqrt{2PT}\sigma_s|h_s|}\right) = P_{\mathrm{D,min}}$。因此，满足(47c)和(47d)所需的最小发射功率由 $\frac{\sigma_s^2}{2T|h_s|^2}\left[Q^{-1}(P_{\mathrm{FA},\delta}) - Q^{-1}(P_{\mathrm{D,min}})\right]^2$取得，其中$Q^{-1}(\cdot)$表示逆Q函数。因此，最小发射功率由下一页顶部的(48)给出。

情况二：无感知通信与通信辅助感知（$\mathbf{s}_s$ 在通信用户处已知，$\mathbf{s}_c$ 在感知接收机处已知，而 h_s 未知）

类似地，需注意， $\rho_c = 1$是此情形下的最优功率分配解，因为始终可以采用叠加的 ISAC 波形来执行目标检测。结合（19）和（20），通过求解 $Q_1\left(\sqrt{\frac{2}{\sigma_s^2}PT|h_s|^2}, \sqrt{2\kappa}\right) = P_{\mathrm{D,\ min}}$ 并满足$e^{-\kappa} = P_{\mathrm{FA,\ }\delta}$，即可得到满足感知要求（47c）和（47d）所需的最小发射功率。令$P_{S,\ \min}$ 表示满足这些感知要求所需的最小发射功率，可通过数值求解 $Q_1\left(\sqrt{\frac{2}{\sigma_s^2}P_{S,\min}T|h_s|^2}, \sqrt{-2\ln P_{\mathrm{FA,\ }\delta}}\right) = P_{\mathrm{D,\ min}}$得到。因此，~~通感一体化~~基站所需的最小发射功率为

$$P_{\min} = \max\left(P_{S,\min}, \frac{\sigma_c^2}{|h_c|^2}\left(2^{R_{\min}} - 1\right) \right). \tag{49}$$

在恢复通信信号的最坏情形下，虚警概率（PFA）和检测概率（PD）分别由式 (24) 和式 (25) 表征。因此，通过采用二分搜索法对 $Q_T\left(\sqrt{\frac{2P_{S,\min}T}{\sigma_s^2}|h_s|^2}, \sqrt{2\kappa}\right) = P_{\mathrm{D,min}}$进行数值求解，并以其替换式 (49) 中的 $P_{S,\min}$，即可获得情形 I 和情形 II 下的最小发射功率，同时满足 κ satisfying $Q_T\left(0, \sqrt{2\kappa}\right) = P_{\mathrm{FA},\delta}$。

情况 III：无感知通信与通信干扰感知（通信用户已知 $\mathbf{s}_s$ ，$\mathbf{s}_c$未知，而感知接收机已知 h_s ）

考虑通信信号在感知过程中充当干扰的情况，显然

$$P_{\min}=\max\left(\frac{\sigma_s^2}{2T|h_s|^2}\left[Q^{-1}\left(P_{\mathrm{FA},\delta}\right)-Q^{-1}\left(P_{\mathrm{D,min}}\right)\right]^2,\frac{\sigma_c^2}{|h_c|^2}\left(2^{R_{\min}}-1\right)\right). \tag{48}$$

最优功率分配解始终满足 $R=R_{\min}$。因此，我们有

$$\rho_c P_{\min}=\frac{\left(2^{R_{\min}}-1\right)\sigma_c^2}{|h_c|^2}. \tag{50}$$

将（50）代入（29）和（30）后，可以得到满足（47c）和（47d）所需的感知功率 $P_{S,\ \min}=\rho_s P_{\min}$。具体而言，$P_{S,\ \min}$ 通过求解问题$P_{\mathrm{D}}=P_{\mathrm{D},\ \min}$并满足$P_{\mathrm{FA}}=P_{\mathrm{FA},\ \delta}$进行数值计算，其中 P_{FA} 和 P_{D} 分别由（29）和（30）表征。

此外，回顾 $\rho_c+\rho_s=1$这一事实可知，最优功率分配解和最小发射功率分别为

$$\rho_c=\frac{\left(2^{R_{\min}}-1\right)\sigma_c^2}{P_{S,\min}|h_c|^2+\left(2^{R_{\min}}-1\right)\sigma_c^2}, \tag{51}$$

$$P_{\min}=\frac{\left(2^{R_{\min}}-1\right)\sigma_c^2}{|h_c|^2}+P_{S,\min}, \tag{52}$$

分别为。从（51）可以看出，ρ_c 随着$R_{\min}$ 增加而增加，但随着 $P_{S,\ \min}$而减小。这意味着，为满足更高的通信 QoS 要求，应向通信用户分配更多功率。相反，如果对感知性能的需求更高，则应向通信用户分配更少功率。

情形IV：无感知通信与通信干扰感知（s_s 在通信用户处已知，s_c 和 h_s 在感知接收机处未知）

在这种情况下，通过求解问题$P_{\mathrm{D}}=P_{\mathrm{D},\ \min}$，可得到满足相应感知要求（即 (47c) 和 (47d)）所需的感知功率$P_{S,\ \min}$。其中，目标虚警概率值由$P_{\mathrm{FA}}=P_{\mathrm{FA},\ \delta}$量化，$P_{\mathrm{FA}}$和 P_{D} 分别由 (41) 和 (46) 表征。一旦确定所需的感知功率，即可分别应用 (51) 和 (52)，得到最优功率分配解和最小发射功率。

情形 V：感知干扰通信与通信辅助感知（通信用户处的 s_s 未知，感知接收机处的 s_c 和 h_s 均已知）

利用通信信号的先验知识，感知接收机能够将全部功率用于感知。具体而言，(15) 中的虚警概率和 (16) 中的检测概率均与 ρ_c 和 ρ_s无关，而由 (9) 表征的可达速率随 ρ_c逐渐增大。因此，最优功率分配解在 $\rho_c=1$处取得，故该情况下所需的最小发射功率由 (48) 给出，与情形 I 相同。

情形六：感知干扰通信与通信辅助感知（通信用户处 s_s 未知，感知接收机处 s_c 已知而 h_s 未知）

同样，由于式（19）和式（20）所表征的虚警概率和检测概率与 ρ_c 和 ρ_s无关，式（9）中的可达速率在 $\rho_c=1$处达到最大值。基于同样的考虑，此情形下的最优功率分配解与情况二相同，而最小发射功率由式（49）给出。

备注 2：情形 V 和 VI 的最优功率分配解与情形 I 和 II 的最优功率分配解相同，这一结果符合我们的直觉，因为这四种情形均考虑了通信辅助感知模式。因此，通信信号始终可以用于辅助感知接收机进行目标检测。值得注意的是，这四种情形的最优解均在 $\rho_c=1$ 处取得，这相当于经典的无源雷达，无需通感一体化基站 [37], [45] 发射额外的感知信号。简而言之，在最小化对通信用户干扰的前提下，对于通信辅助感知模式，仅包含通信分量的 ISAC 波形被证明是能效最高的解决方案。

情形VII：感知干扰通信与通信干扰感知（通信用户处 s_s 未知，感知接收机处 s_c 未知而 h_s 已知）

由于此情况下的感知信号和通信信号都被视为彼此过程中的干扰，因此最优功率分配解显然可在 $R=R_{\min}$ 处取得。因此，我们有

$$\rho_c P_{\min}=\frac{\left(2^{R_{\min}}-1\right)\left(\rho_s P|h_c|^2+\sigma_c^2\right)}{|h_c|^2}. \tag{53}$$

将 (53) 代入 (29) 和 (30)，并考虑到 $P_{\mathrm{D}}=P_{\mathrm{D},\ \min}$ 和 $P_{\mathrm{FA}}=P_{\mathrm{FA},\ \delta}$，即可计算出感知功率的最小值 $P_{S,\ \min}=\rho_s P_{\min}$。因此，最优功率分配解和最小发射功率可由下式确定

$$\rho_c=\frac{\left(2^{R_{\min}}-1\right)\left(P_{S,\min}|h_c|^2+\sigma_c^2\right)}{\left(2^{R_{\min}}-1\right)\left(P_{S,\min}|h_c|^2+\sigma_c^2\right)+|h_c|^2P_{S,\min}}, \tag{54}$$

$$P_{\min}=\left(2^{R_{\min}}-1\right)\frac{\sigma_c^2}{|h_c|^2}+2^{R_{\min}}P_{S,\min}, \tag{55}$$

分别。

情况 VIII：感知受干扰通信与通信受干扰感知（通信用户处的 s_s 未知，感知接收机处的 s_c 和 h_s 均未知）

同理，分别应用 (54) 和 (55) 可得最优功率分配解和最小发射功率，其中 $P_{S,\ \min}$ 通过数值求解 $P_{\mathrm{D}}=P_{\mathrm{D},\ \min}$ 得到，同时满足 $P_{\mathrm{FA}}=P_{\mathrm{FA},\ \delta}$，其中 P_{FA} 和 P_{D} 分别由 (41) 和 (46) 表征。

在前面的讨论中，我们考察了八种典型场景下感知与通信功能之间的权衡。我们注意到，在某些场景中，例如 the

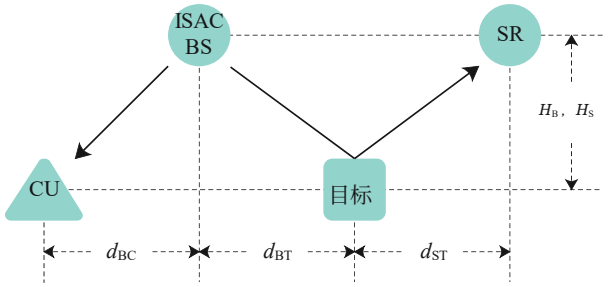


图2. 所考虑的 ISAC 系统的仿真设置。

在通信辅助感知场景中，这两种功能可以相互受益，在不牺牲感知性能的前提下提升通信速率。因此，增加通信信号的功率有利于感知性能和通信性能，从而在 $\rho_c = 1$ 处达到最优工作状态。在通信干扰感知场景中，这两种功能则相互竞争。因此，需要精细地进行功率分配，以尽量减小这两种功能之间的相互干扰。本节的权衡分析将在第五节中进行定量验证。

V. 仿真结果

A. 仿真设置

本节通过数值实验验证理论分析，并评估所研究通感一体化系统中检测概率与可达速率之间的基本权衡。仿真设置如图2所示，其中通感一体化基站与通信用户、通感一体化基站与目标，以及感知接收机与目标之间的水平距离均设为 $d_{\mathrm{BC}} = d_{\mathrm{BT}} = d_{\mathrm{ST}} = 100$ 米（m）。通感一体化基站和感知接收机的高度均设为$H_{\mathrm{B}} = H_{\mathrm{S}} = 10$ 米，而通信用户和目标均假设位于地面，海拔为0米。在仿真中，我们采用COST-Hata模型来表征路径损耗[41], 即,

$$PL = (44.9 - 6.55\log_{10} h_t)\log_{10} d - (1.1\log_{10} f - 0.7)\, h_r + 5.83\log_{10} h_t + 35.46\log_{10} f - 89.2 \quad \mathrm{dB}, \tag{56}$$

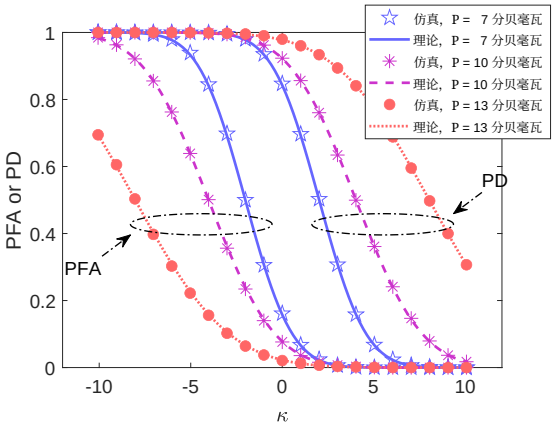
其中， h_t 和 h_r 分别表示相应链路中发射天线和接收天线的高度， f （MHz）表示载波频率，在我们的ISAC系统中设为 $f = 2000$ ； d （m）表示链路距离，可根据图2所示的几何布局轻松计算得出。假设通信链路经历瑞利衰落，而感知链路则由传播距离决定的信道系数建模。感知接收机（SR）的接收机灵敏度设为 $\sigma_s^2 = -175$ 分贝毫瓦，而通信用户（CU）处的噪声功率设为 $\sigma_c^2 = -115$ 分贝毫瓦[40]。所有仿真结果均通过对10,000次独立实验取平均获得。

B. 虚警概率和检测概率的验证

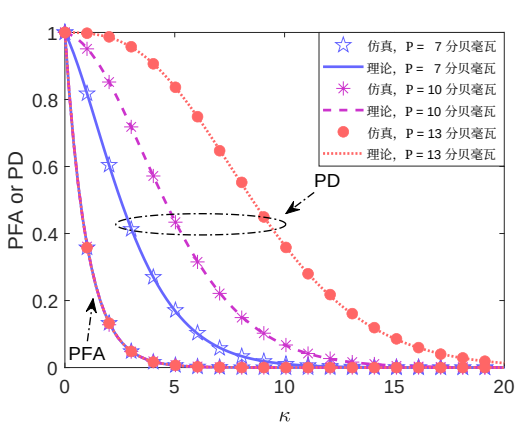
首先，针对已知 h_s的通信辅助感知场景，验证所推导的虚警概率（PFA）和检测概率（PD）理论表达式的准确性。假设收集$T = 50$ 个符号以执行相干检测。发射功率设为 $P = 7$、10、13 dBm。为了获得从0到1的所有可能PFA和PD值，将判决门限 κ从 -2.5λ 逐渐提高至2.5λ，其中 $\lambda = \frac{P\|h_s \mathbf{s}\|^2}{\sigma_s^2}$。在仿真中，计算 λ 时代入$P = 10$ 分贝毫瓦，以保持判决门限统一。图3a绘出了PFA和PD的理论值与仿真值，可以看出，对于所有考虑的配置，理论值与PFA和PD的仿真值完全吻合。随着发射功率增加，检测器执行目标检测任务时更有把握，因此PD增大而PFA减小。接下来，图3b展示了h_s未知时通信辅助感知场景下的PFA和PD；为获得所有可能的PFA和PD值，判决门限从0增至 5λ。同样，解析结果准确地预测了PFA和PD的变化趋势。请注意，PFA不会随发射功率 P的增加而变化，这是因为零假设下式（18）中的广义似然比检验函数与ISAC波形无关，即 $\mathcal{H}_0$。相比之下，PD会随 P增大而提高。对于给定的PFA值（例如$P_{\mathrm{FA}} = 0.1$），发射功率增至四倍时，PD会从 $P_{\mathrm{D}} = 0.6$ 提高至 $P_{\mathrm{D}} = 0.99$。

图3c展示了通信辅助感知场景下的虚警概率和检测概率，其中通信信号是根据式（22）估计的。遵循相同的思路，判决门限从 10λ 增加到 17.5λ。仿真的虚警概率和检测概率与我们先前的理论分析一致。与图3a和图3b中的结果相比，我们发现，在相同发射功率下，该场景中的检测概率曲线更接近虚警概率曲线，这表明能量检测器因缺乏波形信息而性能较差。为便于更直观地比较，图3d绘出了上述三种情形下检测概率随虚警概率的变化曲线。从图中可以清楚地看出，相干检测器（即式（13））和能量检测器（即式（23））分别构成通信辅助感知场景的上界和下界，因为前者充分利用了通信波形，而后者对其利用最少。与已知 h_s的情况相比，未知 h_s 时的通信辅助感知会受到中等程度的性能损失。具体而言，当目标虚警概率值为 $P_{\mathrm{FA}} = 0.1$时，通信辅助感知场景下的检测概率上界为0.95；若缺少 h_s的先验信息，该值则降至0.8。

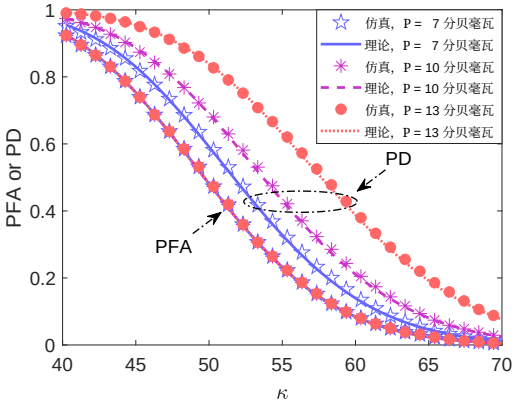
接下来，我们考虑通信干扰场景，其中通信信号未知，并在感知接收机处充当干扰。判决门限从-0.25λ 增大到 0.25λ，而为感知分配的归一化功率系数设置为 $\rho_s = 0.8$、0.2。考虑发射功率为 $P = 8$ 分贝毫瓦和$P = 12$ 分贝毫瓦的仿真结果分别如图4a和图4b所示。它是



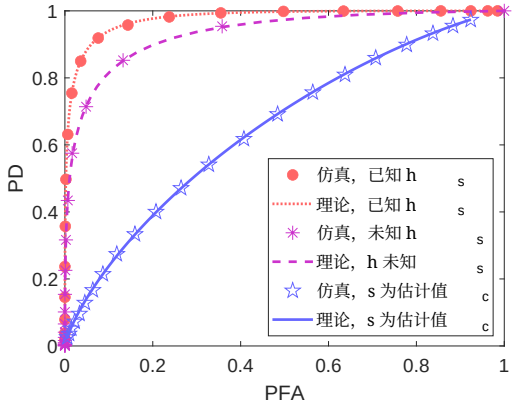
(a) 已知 h_s时， P_{FA} 或 P_{D} 与 κ 的关系。



(b) 未知 h_s时， P_{FA} 或 P_{D} 与 κ的关系。



(c) P_{FA} 或 P_{D} 与 κ的关系（采用估计的 s_c）。



(d) P_{D} 与 P_{FA}。

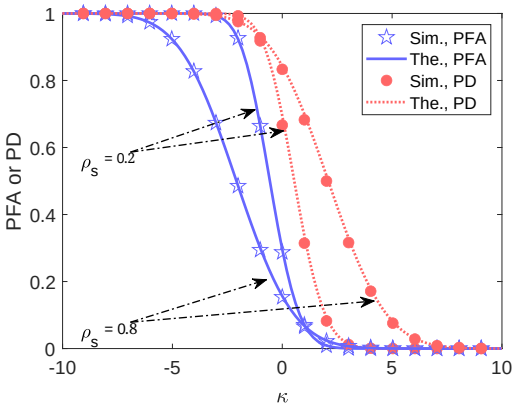
图3. 通信辅助感知场景。

证明了，随着ρ_s 和 P的增加，检测概率PD得到提升，因为分配给感知的功率增加且干扰减小。由于 $\rho_s \to 1$，图3a中的无干扰情况充当通信干扰场景的上界，在该场景中，所有功率均用于感知，并且通信信号造成的干扰降至最低。图4c展示了未知 h_s时通信干扰场景下的虚警概率PFA和检测概率PD。为简洁起见，我们仅考虑发射功率为 $P = 10$ 分贝毫瓦的情况。为了验证所推导下界（46）的准确性，我们假设SR已知信道系数的二阶统计量。用于计算（46）的求积阶数设为 $N = 1000$。注意，理论分析与虚警概率PFA和检测概率PD的仿真值完全吻合。随着感知功率系数（即 ρ_s）的增加，在相同虚警概率PFA值下，检测概率PD由于收集到更多感知功率且产生的通信干扰更少而适度提升。为了进行直观比较，图4d绘出了通信干扰场景下检测概率PD与虚警概率PFA的关系。注意，在缺乏 h_s的先验知识时，当目标虚警概率值为0.1时，检测概率PD从0.9降至0.2。随着感知功率系数从0.2增加到0.8，当虚警概率PFA目标为0.2时，检测概率PD从0.7提升至0.95。为了进一步阐述，

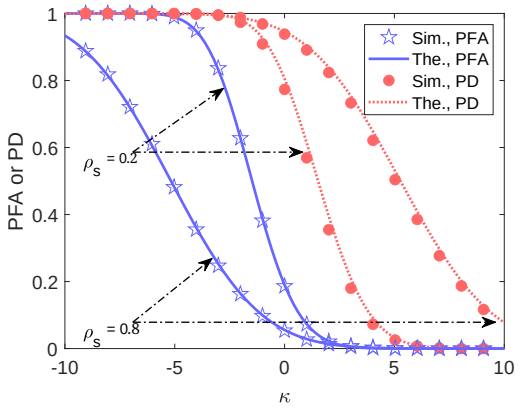
我们还通过将 ξ 的真实值代入对数广义似然比检验函数，绘制了实际检测概率与虚警概率曲线。请注意，由于分析中采用了统计近似，式 (46) 中推导出的检测概率是该情形下界。考虑感知功率系数为 $\rho_s = 0.2$ 的情形时，推导出的检测概率是紧下界。

C. 感知与通信功能之间的权衡分析

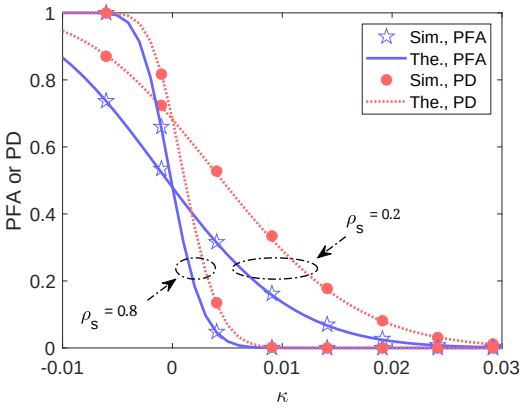
接下来，我们将考察 ISAC 场景下检测概率与可达速率之间的权衡。具体而言，收集 $T = 20$ 个符号用于执行目标检测。通信用户的可达速率最低要求设为 $R_{\min} = 7$ b/s/Hz，而感知接收机的检测概率最低要求为 $P_{\mathrm{D,\ min}} = 0.6$，目标虚警概率为 $P_{\mathrm{FA},\ \delta} = 0.01$。图5a展示了 ISAC 场景下检测概率与可达速率之间的权衡，其中考虑了无感知通信和已知 h_s的通信辅助感知，即情形I。具体而言，不同的工作边界表示在不同发射功率下仿真的 P_{D} 与R 曲线，而六角星表示根据此前理论分析得到的最优功率分配解。请注意，在此情形下，检测概率与功率分配



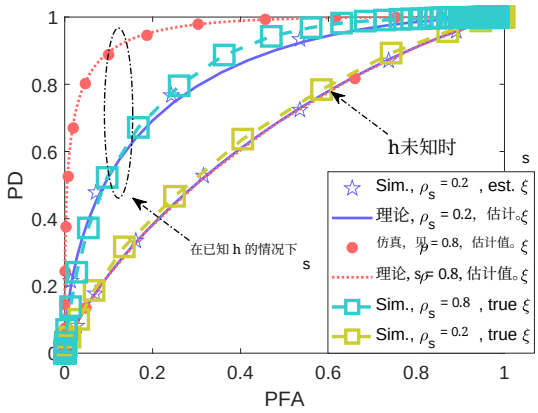
(a) P_{FA} 或 P_{D} 与已知 h_s ($P = 8$ 分贝毫瓦)条件下的 κ 之间的关系。



(b) P_{FA} 或 P_{D} 与已知 h_s ($P = 12$ 分贝毫瓦)条件下的 κ 之间的关系。



(c) P_{FA} 或 P_{D} 与未知 h_s时的 κ 对比。



(d) P_{D} 对比 P_{FA}。

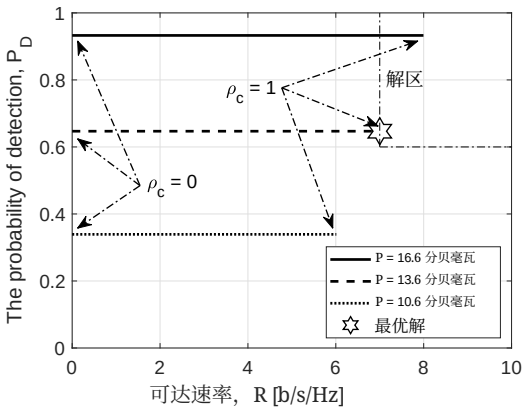
图 4. 通信干扰感知场景。

系数无关 ρ_c，这是因为感知接收机始终已知通信波形，因此可将其用于执行相干检测。因此，最优功率分配解显然出现在$\rho_c = 1$时。最低发射功率的理论值也与仿真值一致；仿真值通过二分法求得，在此情形下为 $P_{\min} = 13.6$ 分贝毫瓦。为便于说明，我们还绘制了发射功率为 $P_{\min} \pm 3$ 分贝毫瓦时的结果。显然，发射功率过低无法同时满足可达速率和检测概率要求，而增加功率则会降低能量效率。

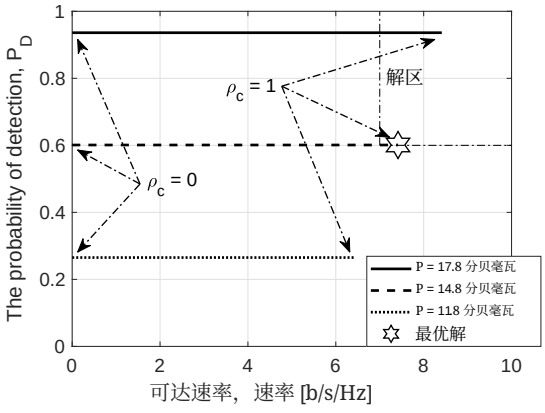
此外，图5b展示了在未知 h_s的情况下，感知免通信和通信辅助感知的通感一体化场景，即情形二。结果与图5a中的结果相似。最优功率分配解在 $\rho_c = 1$时取得，但由于相干检测器不完善，通感一体化基站所需的最小发射功率从13.6 分贝毫瓦增加到14.8 分贝毫瓦。在图5c中，我们考察了采用估计的 s_c进行通信辅助感知的情况。可以得到与图5b相似的结果。然而，由于缺少通信波形，所需发射功率增加到19.4 分贝毫瓦，几乎是情形I下发射功率的四倍。

此外，从图5b和图5c可以看出，理论发射功率与最优功率分配解和仿真结果吻合良好。通过增加或降低通感一体化基站的发射功率可以发现，功率不足会导致无可行解，而功率过高则会造成能源浪费。

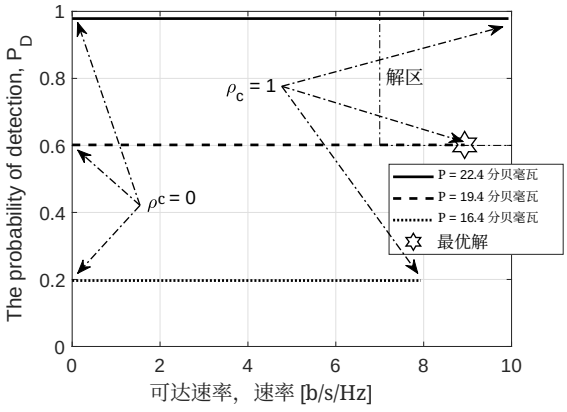
图 6a 展示了已知 h_s 时无感知通信与通信干扰感知这一 ISAC 场景下的结果（情形 III）。请注意，由于通信信号在感知过程中会产生干扰，因此该情况下存在内在权衡。显然，最优功率分配解位于 P_{D}-R 曲线的边缘。因此，在满足可达速率要求的前提下，分配给通信的最小功率系数为 $\rho_c P = R_{\min}$。该情况下的最优功率分配系数为 0.55，与理论结果一致。此外，我们还考虑了未知 h_s 时无感知通信与通信干扰感知这一 ISAC 场景（情形IV）。由于通信干扰且缺少幅度信息，随着ρ_c增加，检测概率会大幅下降，因此需要更多功率才能达到解区。如图6b所示，满足通信与感知要求所需的最小发射功率为



(a) 已知 h_s （情形I，上界）。

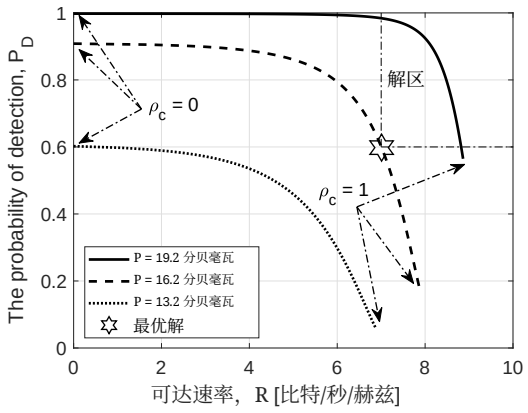


(b) 在未知 h_s 的情况下（情况二，上界）。

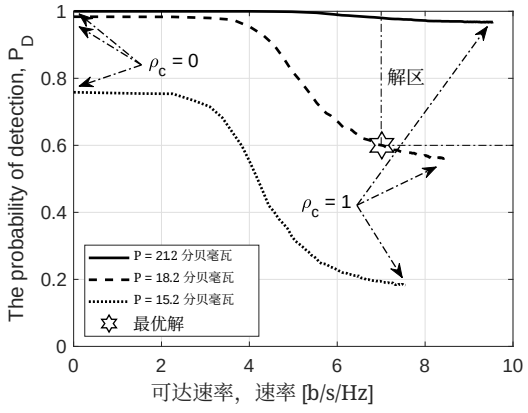


(c) 使用估计的 s_c （情形 I 和 II，下界）。

图 5. 通感一体化场景中无感知通信和通信辅助感知的 P_{D} 与 R 。



(a) 已知 h_s （情况 III）。



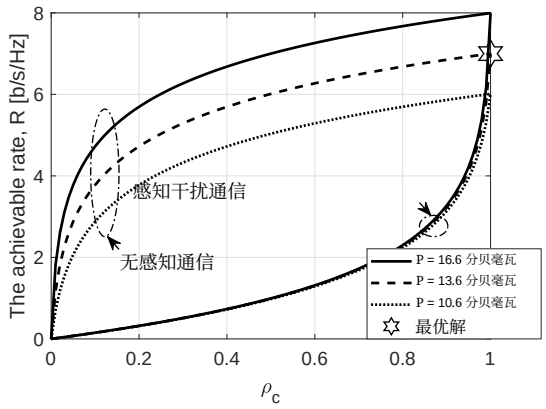
(b) 在未知 h_s 的情况下（情形IV）。

图6. ISAC场景下无感知通信与通信干扰感知的 P_{D} 与 R 之间的关系。

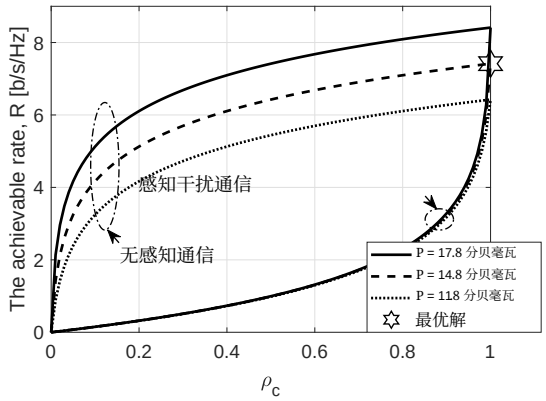
$P_{\min} = 18.2$ 分贝毫瓦，与图 6a 中情形 III 相比，性能下降了 2 dB。该情况下的最优功率分配系数为 $\rho_c = 0.34$。

接下来，我们考虑感知干扰通信和通信辅助感知的 ISAC 场景。需要注意的是，该情形下的最优功率分配解和 P_{D}-R曲线与无感知通信场景中的相同。因此，我们绘制 R-ρ_c 曲线，以表征不同功率分配系数下的差异。已知h_s、未知 h_s以及估计 s_c 的通信辅助感知场景分别如图 7a、7b 和 7c 所示。需要注意的是，由于感知信号在感知干扰通信场景中造成了干扰，无感知通信场景的可达速率高于感知干扰通信场景。例如，当考虑 $P = 16.6$ 分贝毫瓦的发射功率和 $\rho_c = 0.1$的功率分配系数时，与感知干扰通信场景相比，无感知通信场景的速率几乎提升了十倍。然而，随着通信功率分配系数的增加，感知干扰通信场景中的感知干扰逐渐减弱。因此，这两种情形最终均达到相同的可达速率，该速率同时也是最优功率分配解。在图 7b 和 7c 中也可以观察到相同的结果。

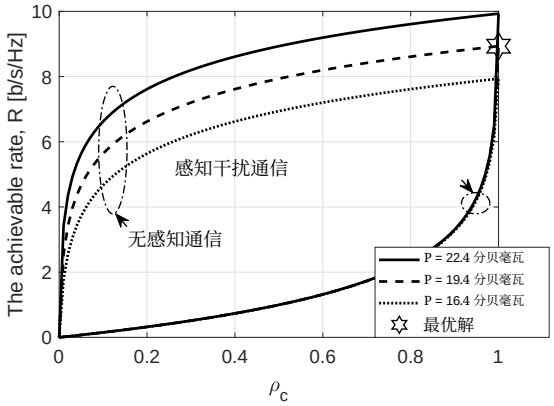
图8a展示了在已知 h_s 的SR中，感知受干扰通信与通信受干扰感知的ISAC场景下的性能权衡。在此情况下，通信信号充当干扰，因此与图 6a所示结果相比，PD和可达速率均较低。因此，需要更多发射功率才能满足可达速率要求。请注意，此情况下的最小发射功率为18.5分贝毫瓦，



(a) 在已知 h_s （情况 V，上界）的情况下。

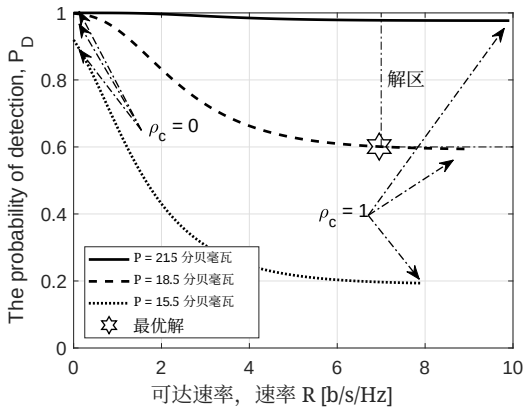


(b) 在 h_s 未知的情况下（情形六，上界）。

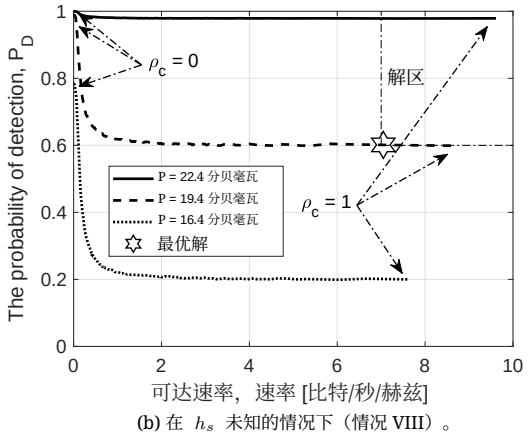


(c) 使用估计的 s_c （情形 V 和 VI，下界）。

图7. R 与 ρ_c 的关系：感知干扰通信和通信辅助感知的ISAC场景。



（a）已知 h_s （情形VII）。



(b) 在 h_s 未知的情况下（情况 VIII）。

图 8. P_{D} 与 R 的关系，适用于感知干扰通信和通信干扰感知的通感一体化场景。

比无感知通信情况高2 dB。此情况下的最优功率分配系数由 $\rho_c = 0.99$获得，其几乎将全部可用功率分配给通信。从图8a可以看出，仿真结果与最优功率分配解高度吻合。此外，图8b展示了未知 h_s 时感知受干扰通信与通信受干扰感知的ISAC场景。为了捕捉内在权衡，

我们考虑一种更贴近实际的情况： ξ 是通过估计得到的，而不是在下界中使用固定值。由于感知接收机不知道波形和信道系数，随着 ρ_c 增加，检测概率会严重恶化。最优功率分配系数为 $\rho_c = 0.995$，这意味着达到预设的可实现速率目标比满足检测概率目标更具挑战性。因此，几乎所有可用功率都分配给了通信。尽管分配给感知的功率很少，且通信信号造成了强烈干扰，但仍足以满足$P_{\mathrm{D,\ min}} = 0.6$的检测概率目标。

最后，我们比较传统雷达与通信共存场景和先进通感一体化系统的性能。在雷达与通信系统中，我们采用时间正交模式进行感知和通信，这意味着仅收集一半的符号用于感知。此外，雷达与通信共存系统中的这两项功能在功率利用方面相互竞争，其中分配给雷达感知和通信的功率比例分别记为 ρ_s 和 ρ_c。因此，将总功率 P 替换为感知功率 $\rho_s P$ ，并将符号长度 T 替换为 $T/2$ 后，式（16）中的检测概率和式（15）中的虚警概率刻画了雷达与通信共存系统的理论性能。仿真

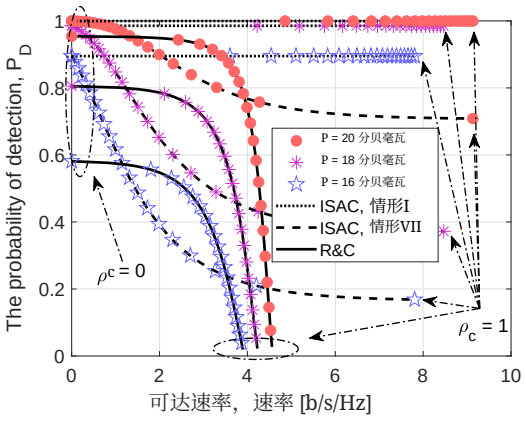


图9. ISAC系统与传统雷达与通信系统的性能比较。

结果如图9所示，其中我们考虑了两种通感一体化系统：情形I和情形VII。请注意，在这两项功能相互协作的有利通感一体化场景中，通感一体化系统无疑优于雷达与通信系统。对于资源利用方面相互竞争且存在相互干扰的通感一体化系统，只有在 P_D-R 曲线的两端，通感一体化系统的性能才更优，此时感知任务或通信任务之一占主导地位。具体而言，曲线两端的感知与通信干扰可以忽略，因此利用全部资源块的通感一体化系统性能优于仅使用一半资源块的雷达与通信系统。当感知和通信任务都提出严格的服务质量要求时，竞争型通感一体化系统中的干扰会损害另一半的性能，因此，与传统雷达与通信系统相比，这两项功能的性能都会有所损失。

六、结论

本文构建了一个全面的理论分析框架，用于分析一体化感知与通信系统的性能。我们推导了闭式表达式，以研究通信辅助和通信干扰感知场景下的虚警概率和检测概率。基于分析结果，我们通过求解所构建的功率分配问题，讨论了检测概率与可达速率这对感知和通信指标之间的基本权衡。我们获得了不同情形下的最优功率分配解，并详细阐述了感知信号或通信信号对另一方功能的影响。最后，大量仿真结果验证了理论分析。结果表明，当感知和通信能力协同运行时，二者能够互益；而以竞争方式运行时，则存在内在权衡。仿真结果还验证了与传统雷达与通信共存系统相比，采用协同感知与通信模式的一体化感知与通信系统具有优势。

参考文献

[1]L. Leyva、D. Castanheira、A. Silva、A. Gameiro 和 L. Hanzo，“协作式多终端雷达与通信：面向6G移动网络的新范式”，IEEE《车辆技术杂志》，第16卷，第4期，第38–47页，2021年12月。[2] J. An、C. Xu、Q. Wu、D. W. K. Ng、M. D. Renzo、C. Yuen 和 L. Hanzo，“可重构智能表面的基于码本解决方案及其开放挑战”，IEEE《无线通信》，第1–8页，2022年，提前发表。[3] R. Liu、S. H. Marakkalage、M. Padmal、T. Shaganan、C. Yuen、Y. L. Guan 和 U.-X. Tan，“基于WiFi指纹相似度和运动信息的协同同步定位与建图”，IEEE《物联网杂志》，第7卷，第3期，第1826–1840页，2020年3月。[4] W. Saad、M. Bennis 和 M. Chen，“6G无线系统展望：应用、趋势、技术与开放研究问题”，IEEE《网络》，第34卷，第3期，第134–142页，2020年5月。[5] C. Xu、J. An、T. Bai、S. Sugiura、R. G. Maunder、L.-L. Yang、M. Di Renzo 和 L. Hanzo，“可重构智能表面的天线选择：与收发器无关的无源波束成形配置”，IEEE《无线通信汇刊》，第1–18页，2023年，提前发表。[6] S. A. Busari、K. M. S. Huq、S. Mumtaz、L. Dai 和 J. Rodriguez，“面向未来无线系统的毫米波大规模MIMO通信：综述”，IEEE《通信调查与教程》，第20卷，第2期，第836–869页，2017年第二季度。[7] C. Xu、J. An、T. Bai、L. Xiang、S. Sugiura、R. G. Maunder、L.-L. Yang 和 L. Hanzo，“双重选择性高速移动莱斯信道下可重构智能表面辅助的多载波无线系统”，IEEE《车辆技术汇刊》，第71卷，第4期，第4023–4041页，2022年4月。[8] D. K. P. Tan、J. He、Y. Li、A. Bayesteh、Y. Chen、P. Zhu 和 W. Tong，“6G中的通感一体化：动机、用例、要求、挑战与未来方向”，载于《第一届IEEE通信与感知联合国际线上研讨会（JC&S）论文集》，2021年2月，第1–6页。[9] F. Liu、C. Masouros、A. P. Petropulu、H. Griffiths 和 L. Hanzo，“雷达与通信联合设计：应用、最新进展与未来方向”，IEEE《通信汇刊》，第68卷，第6期，第3834–3862页，2020年6月。[10] L. Zheng、M. Lops、Y. C. Eldar 和 X. Wang，“雷达与通信共存：概述”，IEEE《信号处理杂志》，第36卷，第5期，第85–99页，2019年9月。[11] J. Li 和 P. Stoica，“采用共址天线的MIMO雷达”，IEEE《信号处理杂志》，第24卷，第5期，第106–114页，2007年9月。[12] K. V. Mishra、M. B. Shankar、V. Koivunen、B. Ottersten 和 S. A. Vorobyov，“迈向毫米波雷达通信联合系统：信号处理视角”，IEEE《信号处理杂志》，第36卷，第5期，第100–114页，2019年9月。[13] F. Rusek、D. Persson、B. K. Lau、E. G. Larsson、T. L. Marzetta、O. Edfors 和 F. Tufvesson，“扩展MIMO规模：超大规模阵列的机遇与挑战”，IEEE《信号处理杂志》，第30卷，第1期，第40–60页，2012年1月。[14] A. Liu、Z. Huang、M. Li、Y. Wan、W. Li、T. X. Han、C. Liu、R. Du、D. K. P. Tan、J. Lu 等，“通感一体化基本极限综述”，IEEE《通信调查与教程》，第1–33页，2022年，提前发表。[15] Y. Cui、F. Liu、X. Jing 和 J. Mu，“面向泛在物联网的感知与通信一体化：应用、趋势与挑战”，IEEE《网络》，第35卷，第5期，第158–167页，2021年10月。[16] F. Liu、Y. Cui、C. Masouros、J. Xu、T. X. Han、Y. C. Eldar 和 S. Buzzi，“通感一体化：迈向面向6G及更高代际的双功能无线网络”，IEEE《通信选定领域杂志》，第1–36页，2022年，提前发表。[17] Q. Qi、X. Chen、C. Zhong 和 Z. Zhang，“B5G蜂窝物联网中的感知、计算与通信一体化”，IEEE《无线通信汇刊》，第20卷，第1期，第332–344页，2021年1月。[18] N. Zhao、Y. Wang、Z. Zhang、Q. Chang 和 Y. Shen，“通感一体化的发射与接收波束成形设计”，IEEE《通信快报》，第26卷，第3期，第662–666页，2022年3月。[19] Z. Xiao 和 Y. Zeng，“全双工通感一体化的波形设计与性能分析”，IEEE《通信选定领域杂志》，第1–14页，2022年，提前发表。[20] R. Zhang、B. Shim、W. Yuan、M. Di Renzo、X. Dang 和 W. Wu，“采用稀疏向量编码的通感一体化波形设计：低旁瓣与超高可靠性”，IEEE《车辆技术汇刊》，第1–6页，2022年，提前发表。[21] Q. Zhang、X. Wang、Z. Li 和 Z. Wei，“面向5G毫米波赋能CAV的感知与通信一体化系统设计及性能评估”，IEEE《信号处理专题选刊》，第15卷，第6期，第1500–1514页，2021年11月。

毫米波赋能CAV”，IEEE《信号处理专题选刊》，第15卷，第6期，第1500–1514页，2021年11月。[22] J. An、C. Xu、L. Wang、Y. Liu、L. Gan 和 L. Hanzo，“可重构智能表面辅助多用户通信中叠加直达链路与反射链路的联合训练”，IEEE《绿色通信与网络汇刊》，第6卷，第2期，第1–15页，2022年6月。[23] Z. Wang、Y. Liu、X. Mu、Z. Ding 和 O. A. Dobre，“NOMA赋能的通感一体化”，IEEE《通信快报》，第26卷，第3期，第677–681页，2022年3月。[24] J. Mu、Y. Gong、F. Zhang、Y. Cui、F. Zheng 和 X. Jing，“ 车联网中基于深度学习的通感一体化预测波束成形 ”，IEEE 《通信快报》，第25卷，第10期，第3301–3304页，2021年10月。[25] W. Yuan、Z. Wei、S. Li、J. Yuan 和 D. W. K. Ng，“通感一体化辅助的车联网正交时频空间传输”，IEEE《信号处理专题选刊》，第15卷，第6期，第1515–1528页，2021年11月。[26] H. Zhang、H. Zhang、B. Di、M. Di Renzo、Z. Han、H. Vincent Poor 和 L. Song，“全息通感一体化”，IEEE《通信选定领域杂志》，第1–17页，2022年，提前发表。[27] J. An、M. Di Renzo、M. Debbah 和 C. Yuen，“波域多用户波束成形的堆叠式智能超表面”，载于《IEEE国际通信会议（ICC）论文集》，意大利罗马，2023年5月，第1–6页。[28] X. Wang、Z. Fei、J. Huang 和 H. Yu，“克拉美–拉奥界约束下RIS辅助通感一体化系统的联合波形与离散相移设计”，IEEE《车辆技术汇刊》，第71卷，第1期，第1004–1009页，2022年1月。[29] J. An、C. Xu、L. Gan 和 L. Hanzo，“基于离散相移的RIS辅助MIMO系统低复杂度信道估计与无源波束成形”，IEEE《通信汇刊》，第70卷，第2期，第1245–1260页，2022年2月。[30] J. A. Zhang、F. Liu、C. Masouros、R. W. Heath、Z. Feng、L. Zheng 和 A. Petropulu，“通信与雷达感知联合信号处理技术概述”，IEEE《信号处理专题选刊》，第15卷，第6期，第1295–1315页，2021年11月。[31] A. R. Chiriyath、B. Paul、G. M. Jacyna 和 D. W. Bliss，“雷达与通信共存性能的内界”，IEEE《信号处理汇刊》，第64卷，第2期，第464–474页，2016年1月。[32] C.-C. Ouyang、Y. Liu 和 H. Yang，“通感一体化（ISAC）系统的基本性能”，2022年。

[33] [ ] 2202 06207 在线。可访问：https://arxiv.org/abs/。C. Liu、W. Yuan、S. Li、X. Liu、D. W. K. Ng 和 Y. Li，“车联网通感一体化的预测波束成形：一种深度学习方法”，2022年。 [在线]。可访问：https://arxiv.org/abs/ 2202 03811 。

[34] F. Dong、F. Liu、Y. Cui、W. Wang、K. Han 和 Z. Wang，“6G感知网络中的感知即服务：ISAC资源分配的统一框架”，2022年。 [在线]。可访问：https://arxiv.org/abs/ 2202 09969 。M.

[35] Ahmadipour、M. Kobayashi、M. Wigger 和 G. Caire，“联合感知与通信的信息论方法”，

2021 [ ] 2107 14264 。在线。可访问：https://arxiv.org/abs/。Q. Shi、L. Liu、S. Zhang 和 S. Cui，“OFDM蜂窝网络中的无设备感知”，IEEE《通信选定领域杂志》，第1–16页，2022年，提前发表。[37] B. K. Chalise、M. G. Amin 和 B. Himed，“统一无源雷达与通信系统中的性能权衡”，IEEE《信号处理快报》，第24卷，第9期，第1275–1279页，2017年9月。[38] J. Xu、G. Liao 和 H. C. So，“采用垂直频率分集阵列的空时自适应处理，用于抑制距离模糊杂波”，IEEE《地球科学与遥感汇刊》，第54卷，第9期，第5352–5364页，2016年9月。[39] W. Xu、J. An、C. Huang、L. Gan 和 C. Yuen，“基于位置感知模仿环境的RIS辅助毫米波MIMO系统深度强化学习”，IEEE《无线通信快报》，第11卷，第7期，第1493–1497页，2022年7月。[40] F. Wang、H. Li 和 M. A. Govoni，“频谱共存下多载波通信与雷达系统的功率分配及协同设计”，IEEE《信号处理汇刊》，第67卷，第14期，第3818–3831页，2019年7月。[41] D. Tse 和 P. Viswanath，《无线通信基础》。剑桥大学出版社，2005年。[42] H. V. Poor，《信号检测与估计导论》。施普林格科学与商业媒体，2013年。[43] J. Liu、H. Li 和 B. Himed，“无源多基地雷达的两种目标检测算法”，IEEE《信号处理汇刊》，第62卷，第22期，第5930–5939页，2014年11月。[44] A. Zaimbashi，“基于模拟地面电视的无源雷达传感器中的目标检测：联合时延-多普勒估计”，IEEE《传感器杂志》，第17卷，第17期，第5569–5580页，2017年9月。[45] J. E. Palmer、H. A. Harms、S. J. Searle和L. Davis，“DVB-T无源雷达信号处理”，IEEE《信号处理汇刊》，第61卷，第8期，第2116–2126页，2013年4月。[46] J. An、C. Xu、Y. Liu、L. Gan和L. Hanzo，“广义正交空间调制的可达速率分析及一对低复杂度检测器”，IEEE《车辆技术汇刊》，第71卷，第5期，第1–13页，2022年5月。[47] H. Hua、J. Xu和T. X. Han，“通感一体化的发射波束成形优化”，载于电气电子工程师学会全球通信大会（GLOBECOM）论文集，2021年12月，第1–6页。[48] M. K. Simon和M.-S. Alouini，《衰落信道中的数字通信》。纽约：Wiley，2001年。[49] I. S. Gradshteyn和I. M. Ryzhik，《积分、级数与乘积表》。Academic Press，2014年。[50] M. Abramowitz、I. A. Stegun和R. H. Romer，《数学函数手册：含公式、图表和数学表》。美国物理教师协会，1988年。