

博士学位论文

面向下一代无线通信的符号级预编码技术研究

**Symbol-Level Precoding for Next-Generation Wireless
Communications**

作者姓名: 刘让

学号: 12009016

指导教师: 李明 教授

学科、专业: 通信与信息系统

答辩日期: 2023年7月5日

大连理工大学

Dalian University of Technology

学位论文原创性申明

本人郑重声明：所呈交的学位论文，是本人在导师的指导下，独立进行研究工作所取得的成果。除文中已经指明引用的内容外，学位论文不含任何其他个人、法人或者非法人组织已经发表或尚未发表的作品，且学位论文中已经指明作者姓名或者名称、作品名称的内容，不影响该作品的正常使用，也不存在不合理地损害相关权利人的合法权益的任何情形。对学位论文研究做出重要贡献的个人和法人或者非法人组织，均已在论文中以明确方式标明，且不存在任何著作权纠纷。

若因声明不实，本人愿意为此承当相应的法律责任。

学位论文题目：面向下一代无线通信的符号级预编码技术研究

作者签名：_____ 日期：____年__月__日

大连理工大学学位论文版权使用授权书

本人完全了解大连理工大学有关学位论文知识产权的规定，在校攻读学位期间论文工作的知识产权属于大连理工大学，允许论文被查阅和借阅。学校有权保留论文并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版，可以将本学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印、或扫描等复制手段保存和汇编本学位论文。

学位论文题目：面向下一代无线通信的符号级预编码技术研究

作者签名：_____ 日期：____年__月__日

导师签名：_____ 日期：____年__月__日

摘要

无线通信网络的飞速发展带来了海量通信设备接入和众多新兴业务。为了满足高数据传输速率的通信需求，多入多出 (Multi-Input Multi-Output, MIMO) 系统和预编码技术成为了近些年的研究热点。预编码技术根据用户的信道状态信息 (Channel State Information, CSI)，通过优化发射信号的空间特性实现高效空间复用并提高数据传输速率。与传统线性预编码抑制多用户干扰 (Multiuser Interference, MUI) 的策略不同，新型的非线性符号级预编码 (Symbol-Level Precoding, SLP) 同时利用 CSI 以及发射端已知的发送符号信息，能够有效操控 MUI 并将其转化为对接收有益的分量。因此，符号级预编码技术能够提高系统优化自由度，实现增强无线通信系统多维性能的目标，有望成为下一代无线通信网络中的关键使能技术。

针对下一代无线通信网络多种应用场景中的关键问题，本文提出若干基于符号级预编码的高效解决方案，通过利用符号级预编码的符号域/时域自由度和对多用户干扰的操控能力，实现了高质量、低成本、强安全和广覆盖的通信与内生感知能力。本文取得的创新性成果如下：

(1) 面向模拟/数字混合预编码架构的符号级预编码研究。针对实际毫米波/太赫兹等通信系统对低成本硬件架构和高质量通信性能的需求，提出面向模拟/数字混合预编码架构的符号级预编码设计方案，分别研究基于低分辨率移相器和全连接/部分连接网络的符号级混合预编码设计优化算法。所提方案有效地利用多用户干扰来弥补硬件结构引起的性能损失，显著提升了系统的通信性能，实现了低成本硬件架构下的高质量通信。

(2) 面向物理层安全通信系统的符号级预编码研究。针对无线通信系统难以防御智能窃听攻击的问题，提出基于符号级预编码的新型物理层安全通信方案。对于窃听信道已知/不完美的场景，创新性地提出基于欧式距离的安全通信衡量标准，并研究低复杂度/鲁棒符号级预编码设计，在保证安全通信的前提下降低系统能耗。对于窃听信道未知的场景，创新性地提出基于符号级预编码的新型人工噪声方案，既对潜在窃听者造成干扰又进一步提升合法用户的通信质量。基于符号级预编码的方案通过利用多用户干扰来同时增强合法用户通信和干扰窃听，更高效地实现了高质量和强安全通信。

(3) 面向智能超表面 (Reconfigurable Intelligent Surfaces, RIS) 辅助通信系统的符号级预编码研究。针对 RIS 辅助通信系统中的高效信息传输问题，提出基于符号级预编码的主/被动信息传输以及联合信息传输方案。首先，对于 RIS 辅助基站主动信息传输系统，提出 RIS 反射系数和基站符号级预编码联合设计方案。通过利用符号域以及基站和 RIS

的空域自由度来提升通信性能，实现了 RIS 和符号级预编码的共生增益。然后，创新性地提出一种基于 RIS 的被动信息传输方案。利用符号级预编码的符号域特性，仅使用一条射频链实现多数据流传输，显著降低了系统的硬件成本。最后，提出一种新颖的基于符号级预编码和 RIS 的主/被动联合信息传输方案，充分利用符号级预编码的特性以及 RIS 反射系数的优化自由度，在完成基站端的下行主动信息传输的同时实现 RIS 端的被动信息传输。通过部署硬件高效的 RIS 和利用符号级预编码的设计自由度，实现了低成本和广覆盖的高质量多用户通信。

(4) 面向通感一体化系统的符号级预编码研究。针对纯通信波形实现雷达感知性能差的问题，提出基于符号级预编码的通感一体化波形设计方案。首先，结合符号级预编码根据发送符号信息进行设计的特性，提出优化不同时隙雷达发射波束方向图的设计方案，通过维持稳定的雷达波束指向，显著提升了雷达接收机在小样本数据采集场景下的参数估计和目标检测性能。此外，考虑实际场景中的强杂波干扰问题，创新性地融合符号级预编码和空时自适应处理技术，利用通感一体化波形的空域和时域特性联合抑制杂波干扰，显著提升了通感一体化系统在强杂波环境下的目标检测性能。通过利用符号级预编码的时域特性和设计自由度，在保证高质量多用户通信的同时，赋予基站更强的内生感知能力。

(5) 面向 RIS 辅助通感一体化系统的符号级预编码研究。针对 RIS 辅助通感一体化系统缺乏普适信号模型和性能指标的问题，推导复杂无线环境中的雷达接收回波信号模型和目标检测性能指标，并提出三种实用的通信性能指标。通过联合设计通感一体化发射波形、雷达接收滤波和 RIS 反射系数，保证了实际复杂场景下的目标检测和多用户通信性能，赋予通信网络广域覆盖和内生感知能力。

关键词： 符号级预编码；混合预编码；物理层安全；智能超表面；通感一体化

ABSTRACT

The rapid development of wireless communication networks has led to an increase in the number of communication devices and the emergence of numerous services. To meet the increasing demand for high data rates, multi-input multi-output (MIMO) architectures and precoding techniques have become research hotspots in recent years. Precoding techniques optimize the spatial characteristics of transmitted signals by leveraging channel state information (CSI) of users, enabling efficient spatial multiplexing and increased data rates. Unlike conventional linear precoding strategies that suppress multiuser interference (MUI), the novel non-linear symbol-level precoding (SLP) technique utilizes both CSI and known transmitted symbol information to effectively manipulate MUI, converting it into beneficial components for reception. As a result, symbol-level precoding techniques improve the degrees of freedom (DoFs) for system optimization and enhance the performance of wireless communication systems in various aspects. Therefore, symbol-level precoding is expected to be a crucial enabling technique in the next generation of wireless communication networks.

To address key issues in various application scenarios of the next-generation wireless communication networks, several efficient solutions are proposed based on symbol-level precoding. By exploiting the optimization DoFs in the symbol/time domain and the ability to manipulate MUI, the proposed solutions enable high-quality, cost-effective, strong-secure, and wide-coverage communication with integrated sensing capabilities. The main innovative contributions of this dissertation are summarized as follows:

(1) Research on symbol-level precoding for hybrid analog/digital precoding architecture. In order to meet the demands of practical millimeter-wave/terahertz communication systems, which require cost-effective hardware architectures and high-quality communication performance, symbol-level hybrid precoding design schemes are proposed. Efficient optimization algorithms are developed for the architectures based on low-resolution phase shifters and fully or partially-connected networks, respectively. By efficiently leveraging MUI to compensate for the performance degradation caused by hardware limitations, the communication performance is greatly improved, which enables high-quality communications under cost-effective hardware architectures.

(2) Research on symbol-level precoding for physical layer security (PLS) systems. In

order to handle the challenge of fighting against intelligent eavesdropping attacks in wireless communication systems, a novel secure symbol-level precoding scheme is proposed. For the scenarios where the eavesdropping channel is perfectly/imperfectly known, an innovative Euclidean distance-based security metric is proposed, and low-complexity/robust symbol-level precoding designs are developed to minimize the power consumption while guaranteeing the performance of secure communications. When the eavesdropper's CSI is completely unknown, a novel artificial noise scheme based on symbol-level precoding is proposed. This scheme significantly improves the quality of legitimate communications while generating random additive interference to potential eavesdroppers. By leveraging MUI to simultaneously enhance legitimate transmissions and interfere with eavesdropping, the proposed symbol-level precoding schemes efficiently achieves high-quality and strong security communications.

(3) Research on symbol-level precoding for reconfigurable intelligent surfaces (RIS) assisted communication systems. In order to address the challenges of efficient information transmissions in RIS-assisted communication systems, novel symbol-level precoding based active-/passive/joint information transmission schemes are proposed. Firstly, joint symbol-level precoding and RIS reflection coefficients designs are developed for RIS-assisted active information transmission systems, in which DoFs in the symbol and spatial domains are exploited to improve communication performance and to achieve symbiotic gains of RIS and symbol-level precoding techniques. Next, a novel RIS-based passive information transmission scheme is proposed by exploiting the characteristics of symbol-level precoding. In this scheme, multiple data streams are transmitted using a single radio frequency (RF) chain and RIS, significantly reducing hardware cost and complexity. Finally, a novel joint active and passive information transmission scheme based on symbol-level precoding and RIS is proposed. By fully exploiting the characteristics of symbol-level precoding and the optimization freedom of RIS, the proposed scheme realizes passive information transmission from the RIS along with active information transmissions from the base station. By deploying hardware-efficient RIS and leveraging the design flexibility of symbol-level precoding, the proposed schemes enable low-cost, wide-coverage, and high-quality communications.

(4) Research on symbol-level precoding for integrated sensing and communication (ISAC) systems. To address the issue of poor radar sensing performance when using pure communication waveforms, novel waveform designs based on symbol-level precoding are proposed. Firstly, a design scheme is developed to optimize the transmit beampatterns in different time

slots by leveraging the characteristics of symbol-level precoding. This scheme maintains stable radar transmit beams, and thus significantly improves the parameter estimation and target detection performance of the radar receiver, especially for the scenarios with a limited number of collected snapshots. Furthermore, a novel approach that integrates symbol-level precoding and space-time adaptive processing techniques is proposed to address the challenge of strong clutter in practical scenarios. This approach exploits the spatial and temporal characteristics of the transmit dual-functional waveform to jointly suppress clutter, thus significantly improving the target detection performance of ISAC systems in strong clutter environments. By harnessing the temporal characteristics and optimization flexibility provided by symbol-level precoding, the proposed approaches enable the base station with high-quality sensing capabilities and ensure reliable multiuser communications.

(5) Research on symbol-level precoding for RIS-assisted ISAC systems. Given the lack of generic signal models and performance metrics for RIS-assisted ISAC systems, a general radar received echo signal model and target detection performance metric are derived for typical scenarios. In addition, three practical strategies for handling multi-user interference and their corresponding communication performance metrics are proposed. To ensure target detection and multi-user communication performance in complex practical scenarios, the dual-functional transmit waveform, radar receive filter, and RIS reflection coefficients are jointly designed, which enables communication networks with wide-coverage and integrated sensing capabilities.

Key Words: Symbol-Level Precoding; Hybrid Precoding; Physical Layer Security; Re-configurable Intelligent Surface; Integrated Sensing and Communication

目 录

摘要	I
ABSTRACT	III
大连理工大学学位论文版权使用授权书	I
TABLE OF CONTENTS	XI
图目录	XIV
表目录	XVII
主要符号表	XXI
英文缩略词对照表	XXIII
1 绪论	1
1.1 研究背景与意义	1
1.2 符号级预编码技术	3
1.2.1 概念演进	4
1.2.2 技术原理和性能指标	5
1.2.3 面向传统多用户通信系统的研究进展	9
1.2.4 面向下一代无线通信系统的研究进展	11
1.3 论文的主要内容和章节安排	14
1.3.1 论文的主要内容	14
1.3.2 论文的章节安排	16
2 面向模拟/数字混合预编码架构的符号级预编码研究	19
2.1 引言	19
2.2 模拟/数字混合预编码研究进展	20
2.3 系统模型描述与问题建模	21
2.4 针对全连接移相器网络的符号级混合预编码优化算法设计	24
2.5 针对部分连接移相器网络的符号级混合预编码优化算法设计	27
2.6 仿真结果与讨论	28
2.7 本章小结	33
3 面向物理层安全通信系统的符号级预编码研究	34
3.1 引言	34
3.2 物理层安全通信系统中的预编码研究进展	35

3.3 系统模型描述与设计目标.....	37
3.4 窃听信道已知情况下的安全通信设计	40
3.4.1 问题建模	41
3.4.2 低复杂度优化算法	42
3.4.3 算法总结与分析	44
3.4.4 仿真结果与讨论	46
3.5 窃听信道不完美情况下的安全通信设计	49
3.5.1 问题建模和求解	49
3.5.2 仿真结果与讨论	52
3.6 窃听信道未知情况下的安全通信设计	54
3.6.1 问题建模和求解	54
3.6.2 仿真结果与讨论	56
3.7 QAM 调制符号的安全通信设计.....	58
3.7.1 问题建模和求解	58
3.7.2 仿真结果与讨论	62
3.8 本章小结.....	64
4 面向 RIS 辅助通信系统的符号级预编码研究.....	66
4.1 引言	66
4.2 RIS 辅助通信系统的预编码研究进展.....	67
4.3 面向基站主动信息传输的优化设计	68
4.3.1 系统模型描述	68
4.3.2 针对功率最小化问题的联合设计	70
4.3.3 针对 max-min 公平性问题的联合设计	76
4.3.4 仿真结果与讨论	80
4.4 面向 RIS 被动信息传输的优化设计	86
4.4.1 系统模型描述	86
4.4.2 针对理想连续相移 RIS 的优化设计	88
4.4.3 针对低分辨率 RIS 的优化设计	91
4.4.4 仿真结果与讨论	92
4.5 面向主/被动联合信息传输的优化设计	94
4.5.1 系统模型描述	94

4.5.2 符号级预编码与反射系数联合优化设计	97
4.5.3 仿真结果与讨论	98
4.6 本章小结.....	102
5 面向通感一体化系统的符号级预编码研究	103
5.1 引言	103
5.2 通感一体化系统预编码研究进展	104
5.3 基于符号级预编码的通感一体化波形设计.....	106
5.3.1 系统模型描述	106
5.3.2 问题建模与等价转化	109
5.3.3 通感一体化波形设计算法	110
5.3.4 低复杂度通感一体化波形设计算法	114
5.3.5 仿真结果与讨论	117
5.4 针对杂波干扰的空时自适应联合优化设计.....	126
5.4.1 系统模型描述	126
5.4.2 问题建模与等价转化	131
5.4.3 恒模约束下的波形设计算法	134
5.4.4 其它波形约束下的波形设计算法	139
5.4.5 仿真结果与讨论	141
5.5 本章小结.....	147
6 面向 RIS 辅助通感一体化系统的符号级预编码研究.....	148
6.1 引言	148
6.2 RIS 辅助通感一体化系统研究进展	149
6.3 系统模型描述	151
6.4 问题建模与等价转化	157
6.5 发射波形和反射系数联合设计	158
6.6 算法总结与分析	166
6.7 仿真结果与讨论	167
6.8 本章小结	173
7 总结与展望	174
7.1 全文总结	174
7.2 论文的创新点	175

7.3 未来展望.....	177
参考文献	178
附录 A 第 4 章相关证明	193
A.1 命题 4.1 的证明	193
附录 B 第 6 章相关证明	194
B.1 问题 (6.39) 与问题 (6.40) 的等价转化	194
B.2 矩阵 $\tilde{\mathbf{F}}_{v,t}$ 的推导	197
攻读博士学位期间科研项目及科研成果	199
致谢	203
作者简介	205

TABLE OF CONTENTS

1 Introduction	1
1.1 Research Background and Significance.....	1
1.2 The Technique of Symbol-Level Precoding.....	3
1.2.1 Evolution of Concepts.....	4
1.2.2 Technical Principles and Performance Metrics.....	5
1.2.3 Research Status of Traditional Multiuser Communication Systems	9
1.2.4 Research Status of Next-Generation Wireless Communication Systems....	11
1.3 Main Contents and Organization of This Dissertation.....	14
1.3.1 Main Contents of This Dissertation	14
1.3.2 Organization of This Dissertation	16
2 Symbol-Level Precoding for Analog/Digital Hybrid Precoding Architecture	19
2.1 Introduction	19
2.2 Literature Review for Analog/Digital Hybrid Precoding.....	20
2.3 System Model and Problem Formulation.....	21
2.4 Symbol-Level Hybrid Precoding Design for Fully-Connected PS Networks.....	24
2.5 Symbol-Level Hybrid Precoding Design for Partially-Connected PS Networks ...	27
2.6 Simulation Results and Discussions.....	28
2.7 Conclusion.....	33
3 Symbol-Level Precoding for Physical Layer Security Communication Systems	34
3.1 Introduction	34
3.2 Literature Review for Physical Layer Security Communication Systems	35
3.3 System Model and Design Goal.....	37
3.4 Secure Communication Precoding Design with Known Eavesdropping CSI.....	40
3.4.1 Problem Formulation	41
3.4.2 Low-Complexity Optimization Algorithm	42
3.4.3 Algorithm Summary and Analysis.....	44
3.4.4 Simulation Results and Discussions	46
3.5 Secure Communication Precoding Design with Imperfect CSI.....	49
3.5.1 Problem Formulation and Algorithm Design	49

3.5.2 Simulation Results and Discussions	52
3.6 Secure Communication Precoding Design without Eavesdropping CSI	54
3.6.1 Problem Formulation and Algorithm Design	54
3.6.2 Simulation Results and Discussions	56
3.7 Secure Communication Precoding Design for QAM Symbols.....	58
3.7.1 Problem Formulation and Algorithm Design	58
3.7.2 Simulation Results and Discussions	62
3.8 Conclusion.....	64
4 Symbol-Level Precoding for RIS-Assisted Communication Systems	66
4.1 Introduction	66
4.2 Literature Review for Beamforming Designs in RIS-Assisted Communication Systems	67
4.3 Optimization Design for Active Information Transmission of BS	68
4.3.1 System Model	68
4.3.2 Joint Design for Power Minimization Problem	70
4.3.3 Joint Design for Max-Min Fairness Problem.....	76
4.3.4 Simulation Results and Discussions	80
4.4 Optimization Design for Passive Information Transmission of RIS.....	86
4.4.1 System Model	86
4.4.2 Designs for Ideal RIS with Continuous Phase-Shift.....	88
4.4.3 Designs for Low-Resolution RIS.....	91
4.4.4 Simulation Results and Discussions	92
4.5 Optimization Design for Joint Active and Passive Information Transmission	94
4.5.1 System Model	94
4.5.2 Joint Designs of Symbol-Level Precoding and Reflection Coefficients	97
4.5.3 Simulation Results and Discussions	98
4.6 Conclusion.....	102
5 Symbol-Level Precoding for ISAC Systems.....	103
5.1 Introduction	103
5.2 Literature Review for ISAC Systems.....	104

5.3 SLP Based Dual-Functional Radar-Communication Waveform Design	106
5.3.1 System Model	106
5.3.2 Problem Formulation and Equivalent Transformation	109
5.3.3 Dual-Functional Radar-Communication Waveform Design Algorithm.....	110
5.3.4 Low Complexity Waveform Design Algorithm	114
5.3.5 Simulation Results and Discussions	117
5.4 Joint Space-Time Adaptive Processing for Clutter Suppression.....	126
5.4.1 System Model	126
5.4.2 Problem Formulation and Equivalent Transformation	131
5.4.3 Constant-Modulus Waveform Design Algorithm.....	134
5.4.4 Waveform Design Algorithms for Other Waveform Constraints	139
5.4.5 Simulation Results and Discussions	141
5.5 Conclusion.....	147
6 Symbol-Level Precoding for RIS-Assisted ISAC Systems.....	148
6.1 Introduction	148
6.2 Literature Review for RIS-Assisted ISAC Systems.....	149
6.3 System Model.....	151
6.4 Problem Formulation and Equivalent Transformation.....	157
6.5 Joint Design of Transmit Waveform and Reflection Coefficients	158
6.6 Algorithm Summary and Analysis.....	166
6.7 Simulation Results and Discussions.....	167
6.8 Conclusion.....	173
7 Summary and Prospects	174
7.1 Summary	174
7.2 Novelty of This Dissertation	175
7.3 Prospects.....	177
References.....	178
A Proof for Chapter 4	193
A.1 Proof for Proposition 4.1	193
B Proofs for Chapter 6.....	194
B.1 Equivalent Transformation between Problems (6.39) and (6.40).....	194

B.2 Derivation for Matrix $\tilde{\mathbf{F}}_{v,t}$	197
Achievements.....	199
Acknowledgements.....	203
CV	205

图 目 录

图 1.1 符号级预编码技术在下一代无线通信系统中的应用场景	2
图 1.2 用户端的符号检测	7
图 1.3 本文主要研究内容	17
图 2.1 混合预编码架构	20
图 2.2 基于混合预编码架构的 MU-MISO 通信系统	22
图 2.3 基于动态的部分连接混合预编码结构	23
图 2.4 平均误码率与信噪比关系图	29
图 2.5 平均误码率与基站天线数关系图	30
图 2.6 平均误码率与射频链数关系图	31
图 2.7 平均误码率与用户数关系图	32
图 3.1 MU-MISO 防窃听系统模型图	36
图 3.2 QPSK 信号的有益和有害干扰区域	38
图 3.3 合法用户和窃听者的无噪声接收信号	40
图 3.4 合法用户和窃听者的无噪声接收信号	46
图 3.5 平均发射功率与通信质量需求 Γ 关系图	47
图 3.6 欧氏距离与窃听信干噪比 Γ_e 关系图	47
图 3.7 误码率与窃听信干噪比关系图	48
图 3.8 平均运行时间与天线数 N_t 关系图	49
图 3.9 平均发射功率与 Bob 信道误差界 ε 关系图	52
图 3.10 欧氏距离与窃听信干噪比 Γ_e 关系图	53
图 3.11 误码率与窃听信干噪比 Γ_e 关系图	53
图 3.12 合法用户和窃听用户的无噪声接收信号	55
图 3.13 误码率与合法用户通信需求 Γ 关系图	57
图 3.14 误码率与窃听用户接收天线数关系图	57
图 3.15 16-QAM 的有益干扰区域	58
图 3.16 合法用户和窃听者的无噪声接收信号	62
图 3.17 平均发射功率与合法用户通信质量需求 Γ 关系图	63
图 3.18 平均距离与合法用户通信质量需求 Γ 关系图	63
图 3.19 平均发射功率与平均距离与距离门限 ε 关系图	64

图 4.1 RIS 辅助多用户通信系统图	69
图 4.2 仿真系统设置	81
图 4.3 平均发射功率与迭代次数关系图	81
图 4.4 平均发射功率与通信质量需求 Γ 关系图	82
图 4.5 平均发射功率与 RIS 反射元素个数 N 关系图	82
图 4.6 最小 QoS 与迭代次数关系图	83
图 4.7 最小 QoS 与平均发射功率 P 关系图	83
图 4.8 平均误码率与平均发射功率 P 关系图	84
图 4.9 平均误码率与 RIS 反射元素个数 N 关系图	84
图 4.10 移动用户场景下的仿真系统设置	85
图 4.11 系统性能与距离 d_m 关系图	85
图 4.12 基于 RIS 的 MU-MISO 被动信息传输系统图	87
图 4.13 平均发射功率与通信质量需求 α 关系图	93
图 4.14 误码率与平均发射功率关系图	94
图 4.15 基于 RIS 的主/被动联合信息传输系统	95
图 4.16 平均发射功率与迭代次数关系图	99
图 4.17 平均发射功率与主用户通信质量需求 α 关系图	99
图 4.18 平均发射功率与次用户通信质量需求 β 关系图	100
图 4.19 最小加权 QoS 与迭代次数关系图	100
图 4.20 主用户误码率与平均发射功率 P 关系图	101
图 4.21 次用户平均误码率与平均发射功率 P 关系图	101
图 5.1 雷达通信一体化系统图	106
图 5.2 发射波束方向图 ($K_u = 3, \Gamma = 6\text{dB}$)	119
图 5.3 波束方向图 MSE 与通信质量需求 Γ 关系图 (实线: $K_u = 3$; 虚线: $K_u = 4$)	120
图 5.4 角度估计均方根误差与收集信号样本数 N 关系图	122
图 5.5 检测概率与虚警率关系图	123
图 5.6 平均误码率与通信质量需求 Γ 关系图 (实线: $K_u = 3$; 虚线: $K_u = 4$)	124
图 5.7 所提 PDD-MM-BCD 算法的收敛性图 ($K_u = 3, \Gamma = 6\text{dB}$)	125
图 5.8 所提 ALM-RBFGS 算法的收敛性图 ($K_u = 3, \Gamma = 6\text{dB}$)	125
图 5.9 通感一体化系统模型图	127
图 5.10 雷达信干噪比与迭代次数关系图	142

图 5.11 雷达信干噪比与通信质量需求 Γ 关系图	142
图 5.12 雷达信干噪比与用户数 K_u 关系图.....	143
图 5.13 雷达信干噪比与总发射功率 P 关系图	144
图 5.14 雷达信干噪比与发射/接收天线数 N_a 关系图	144
图 5.15 雷达信干噪比与归一化多普勒频率关系图	145
图 5.16 雷达信干噪比与 PAPR 参数 ε 关系图	145
图 5.17 雷达信干噪比与相似性参数 ξ 关系图.....	146
图 5.18 不同波形限制条件下的空时模糊函数	146
图 6.1 RIS 在 ISAC 系统中的典型应用	149
图 6.2 智能超表面辅助通感一体化系统图	152
图 6.3 通信质量需求的三个性能指标展示	155
图 6.4 雷达信干噪比与迭代次数关系图 (实线: $N = 32$; 虚线: $N = 64$)	168
图 6.5 雷达信干噪比与总发射功率 P 关系图	169
图 6.6 雷达信干噪比与 RIS 反射元素数 N 关系图.....	169
图 6.7 雷达信干噪比与发射/接收天线数 N_t 关系图	170
图 6.8 雷达信干噪比与通信质量需求 Γ 关系图	171
图 6.9 雷达信干噪比与通信用户数 K 关系图	171
图 6.10 雷达信干噪比与路径损失系数 α_t 关系图	172
图 6.11 雷达信干噪比与 RIS-目标距离 d_{rt} 关系图	172

表 目 录

表 2.1 基于全连接移相器网络的符号级混合预编码设计算法	26
表 2.2 基于固定部分连接移相器网络的符号级混合预编码设计算法	28
表 3.1 Hooke-Jeeves 模式搜索算法	45
表 3.2 求解问题 (3.18) 的高效算法	45
表 4.1 基于 RCG 的 RIS 反射系数设计算法	74
表 4.2 针对功率最小化问题的符号级预编码与反射系数联合设计算法	75
表 5.1 通感一体化波形设计算法	114
表 5.2 低复杂度通感一体化波形设计算法	118
表 5.3 平均运行时间 (秒)	126
表 5.4 恒模约束下的波形设计算法	138
表 5.5 PAPR 约束下的波形设计算法	141
表 6.1 RIS 辅助通感一体化的研究现状	151
表 6.2 发射波形和反射系数联合设计算法	166

主要符号表

符号	代表意义
a	标量 a
\mathbf{a}	向量 \mathbf{a}
\mathbf{A}	矩阵 \mathbf{A}
$(\cdot)^T$	转置
$(\cdot)^*$	共轭
$(\cdot)^H$	共轭转置
$(\cdot)^{-1}$	矩阵的逆
$\text{Tr}\{\cdot\}$	矩阵的迹
$\mathcal{O}\{\cdot\}$	复杂度
$\text{diag}\{\cdot\}$	对角阵操作
$\text{blkdiag}\{\mathbf{A}_1, \mathbf{A}_2, \dots, \mathbf{A}_K\}$	块对角阵
$\text{vec}\{\cdot\}$	向量化操作
\otimes	Kronecker 积运算
$\mathbb{E}\{\cdot\}$	数学期望
$\mathbb{C}^{M \times N}$	复数域上 $M \times N$ 的矩阵
$\mathbb{R}^{M \times N}$	实数域上 $M \times N$ 的矩阵
$ a $	取绝对值
$\ \mathbf{a}\ $	向量 2 范数
$\ \mathbf{A}\ _F$	矩阵 Frobenius 范数
$[a]^+$	取实数 a 和 0 的最大值
$\lceil a \rceil$	对实数 a 上取整
$\lfloor a \rfloor$	对实数 a 下取整
$\lceil \cdot \rceil_r$	对实数 a 四舍五入取整
$\angle a$	取复数 a 的角度
$\Re\{\cdot\}/\Im\{\cdot\}$	取实部/虚部
\mathbf{I}_N	$N \times N$ 的单位矩阵
$\mathcal{CN}(\boldsymbol{\mu}, \boldsymbol{\Sigma})$	均值为 $\boldsymbol{\mu}$, 方差为 $\boldsymbol{\Sigma}$ 的复高斯分布
∇	梯度运算
$\Pr\{\cdot\}$	概率
$\max\{\cdot\}/\min\{\cdot\}$	取最大值/最小值
$\text{sgn}(\cdot)$	取实数的正负号
$\mathbf{a} \succeq \mathbf{0}$	向量的每个元素非负
$\lambda_{\mathbf{A}}$	矩阵 \mathbf{A} 的最大特征值

英文缩略词对照表

英文缩略词	英文全称	中文释义
5G	The Fifth Generation	第五代移动通信
6G	The Sixth Generation	第六代移动通信
ADMM	Alternative Direction Method of Multipliers	交替方向乘子法
ALM	Augmented Lagrangian Method	增广拉格朗日法
AN	Artificial Noise	人工噪声
AoA	Angle of Arrival	到达角
AoD	Angle of Departure	出发角
AWGN	Additive White Gaussian Noise	加性高斯白噪声
BCD	Block Coordinate Descent	块坐标下降
BPSK	Binary Phase Shift Keying	二进制相移键控
BS	Base Station	基站
CCM	Clutter Covariance Matrix	杂波协方差矩阵
CI	Constructive Interference	有益干扰
CRB	Cramér-Rao Bound	克拉美罗界
CSI	Channnel State Information	信道状态信息
DACs	Digital-to-Analog Converters	数模转换器
DFRC	Dual-Functional Radar-Communication	雷达通信双功能
DI	Destructive Interference	有害干扰
DoFs	Degrees-of-Freedom	自由度
GLR	Generalized-Likelihood Ratio	广义最大似然比
GLRT	Generalized Likelihood Ratio Test	广义最大似然检测
GSVD	Generalized Singular Value Decomposition	广义奇异值分解
ISAC	Integrated Sensing and Communication	通感一体化
LFM	Linear Frequency Modulated	线性调频波
LMI	Linear Matrix Inequality	线性不等式
LoS	Line-of-Sight	视距
MF	Matched Filter	匹配滤波器
MIMO	Multi-Input Multi-Output	多入多出
MINLP	Mixed-Integer Nonlinear Programming	混合整数非线性规划
ML	Maximum Likelihood	最大似然
MM	Majorization-Minimization	主优最小化
MMSE	Minimum Mean Squared Error	最小均方误差
mmWave	Millimeter Wave	毫米波

英文缩略词	英文全称	中文释义
MSE	Mean Squared Error	均方误差
MUI	Multi-User Interference	多用户干扰
MU-MISO	Multi-User Multi-Input Single-Output	多用户多入单出
MVDR	Minimum Variance Distortionless Response	最小方差无失真响应
neADMM	Nonlinear Equality Constrained ADMM	非线性等式约束的交替方向乘子法
NLoS	Non-Line-of-Sight	非视距
OMP	Orthogonal Matching Pursuit	正交匹配追踪
PAPR	Peak-to-Average Power Ratio	功率峰均比
PDD	Penalty Dual Decomposition	惩罚对偶分解
PDF	Probability Density Function	概率密度函数
PLS	Physical Layer Security	物理层安全
PS	Phase Shifter	移相器
PSK	Phase Shift Keying	相移键控
QAM	Quadrature Amplitude Modulation	正交振幅调制
QoS	Quality of Service	服务质量
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying	正交相移键控
RBFGS	Riemannian BFGS	黎曼 BFGS 算法
RCC	Radar-Communication Coexistence	雷达通信共存
RCG	Riemannian Conjugate Gradient	黎曼共轭梯度算法
RCS	Radar-Cross Section	雷达散射截面积
RF	Radio Frequency	射频
RIS	Reconfigurable Intelligent Surfaces	智能超表面
RMSE	Root-Mean-Square-Error	均方根误差
SDP	Semi-Definite Programming	半正定规划
SDR	Semi-Definite Relaxing	半正定松弛
SER	Symbol Error Rate	误码率
SINR	Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio	信干噪比
SLP	Symbol-Level Precoding	符号级预编码
SNR	Signal-to-Noise Ratio	信噪比
SOC	Second-Order Cone	二阶锥
SOCP	Second-Order Cone Programming	二阶锥规划
STAP	Space-Time Adaptive Processing	空时自适应处理
TDD	Time Division Duplex	时分双工
ULA	Uniform Linear Array	均匀线阵
ZF	Zero Forcing	迫零

1 绪论

1.1 研究背景与意义

无线通信网络已经成为支撑国家经济繁荣和增强核心竞争力的基础，同时也是国家发展的一项重大需求。随着第五代移动通信 (The Fifth Generation, 5G) 商用时代的到来，关于第六代移动通信 (The Sixth Generation, 6G) 的研发工作已经如火如荼地展开。6G 网络基于 5G 的基础，将追求更极致的高速率、高可靠、低时延和广覆盖性能，还将超越传统通信能力边界，扩展感知服务和智能化服务的新场景。相比已商用部署的 5G，未来 6G 网络具有泛在互联、普惠智能、多维感知、全域覆盖、绿色低碳、安全可信等典型特征^[1]，有望实现从万物互联到万物智联的跃迁，引领社会向数字化、智能化、绿色化转型，进而实现“万物智联、数字孪生”的美好愿景^[2]。在增强型移动宽带、超可靠和低时延通信、大规模机器类型通信这三大典型 5G 应用场景的基础之上，6G 的发展将赋能更多新的应用场景，促进全息影像、自动驾驶、远程医疗、智慧工厂、环境监测等多种新兴业务的快速发展^[3]。可以预见，下一代无线通信网络不仅是智能终端数量的暴增，更重要的是多样化应用场景和业务需求的结合。这些变革在深刻影响人类社会的同时，也给无线通信技术的发展带来了新的机遇和挑战。因此，探索面向下一代无线通信网络的关键技术和新型应用场景，从系统架构、基础原理到资源利用方式等多个方面寻求变革性突破，以满足网络能力和业务应用的多样化需求，是极具潜力的研究方向。

伴随着越来越多的无线通信设备接入和日益多样化的新兴应用场景，无线网络的发展仍然主要由对更高通信速率和更高频谱效率的需求所驱动。为了满足这些需求，无线通信系统引入了多入多出 (Multi-Input Multi-Output, MIMO) 架构及相应的预编码技术，以利用空间多样性来提高信号传输的速率、频谱效率以及可靠性。具体来说，基站根据用户与所配备天线阵列之间的信道状态信息 (Channel State Information, CSI) 来优化发射信号，使其更适合当前信道传输，从而提高信号的传输效率和可靠性。同时，预编码技术能够消除多个数据流之间的干扰，提升多天线系统的空间增益，并使得接收端更容易且准确地解调出发送的符号信息。现有通信系统大多采用线性预编码，根据用户 CSI 以及发送符号的统计信息来设计预编码矩阵，旨在尽可能地抑制多用户干扰 (Multiuser Interference, MUI) 和提高信号的抗噪声能力。与这种将多用户干扰完全视作有害因素的策略不同，非线性的符号级预编码 (Symbol-Level Precoding, SLP) 通过利用发送符号信息，将在发射端可预测的多用户干扰转化为有利于接收端符号检测的分量，从而提升系

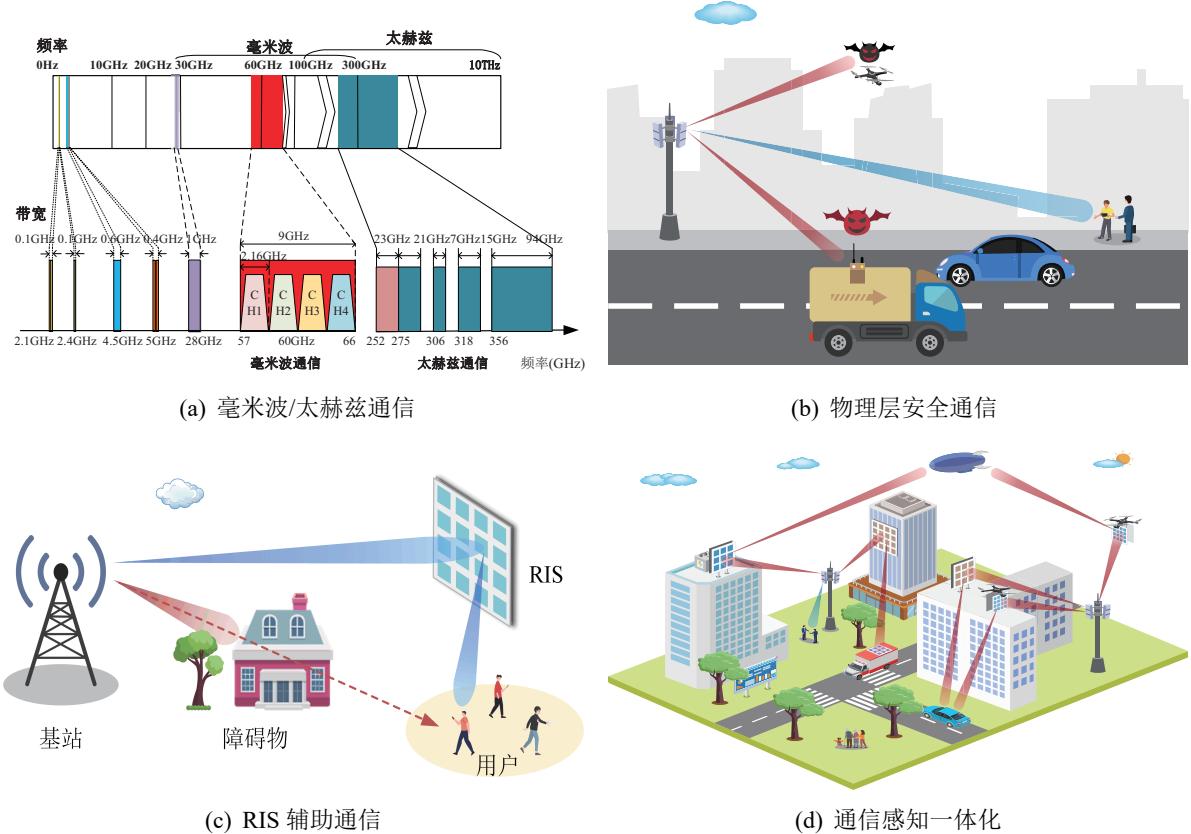


图 1.1 符号级预编码技术在下一代无线通信系统中的应用场景

Fig. 1.1 Applications of symbol-level precoding in next-generation wireless communication systems

统的通信性能^[4]。与传统线性预编码相比，符号级预编码能够同时利用多天线系统的空域自由度 (Degrees of Freedom, DoFs) 和符号域自由度，因此可以更灵活有效地操控多用户干扰，满足系统对降低通信误码率、降低发射功率、提升系统安全性等多种需求，有望成为下一代无线通信网络的关键使能技术之一。

鉴于符号级预编码技术在提升系统设计自由度和通信性能方面的优势，本文旨在探索其对下一代无线通信网络中多种应用场景和多元需求的支撑作用。为了实现这一目标，本文将符号级预编码技术与模拟/数字混合预编码、物理层安全 (Physical Layer Security, PLS) 通信、智能超表面 (Reconfigurable Intelligent Surface, RIS) 和通感一体化 (Integrated Sensing and Communication, ISAC) 等新兴技术相结合，以进一步提升网络能力并为新兴业务赋能。具体的研究场景如图1.1所示。位于 30 ~ 300GHz 的毫米波频段和 0.1 ~ 10THz 的太赫兹频段拥有超大带宽的频带资源，能够支持超高的通信速率，因

此毫米波通信和太赫兹通信是近些年的研究热点。在实现高速率数据传输的同时，无线通信网络的广播特性使得潜在窃听者能够截获保密信息，因此如何借助于物理层安全通信技术来保证系统的安全通信性能是一个广泛研究的话题。传统无线通信环境的不可控性造成的信号衰减、多径效应和信号阻断等，会降低通信服务质量与网络覆盖率。通过部署 RIS 能够引入虚拟视距链路，有助于构建智能可重构的无线传输环境，从而提升网络容量和覆盖能力。此外，下一代无线通信网络将超越通信能力的范畴，具备互联感知能力。通过感知周围环境并利用获得的环境信息，可以进一步提升通信效率。而且，广泛部署的基站和无线终端设备形成巨大的感知网络，为真实物理世界与虚拟数字世界搭建了互通的桥梁，有助于实现从万物互联到万物智联的跃迁。针对上述四个典型应用场景，本文提出使用符号级预编码这一新型的非线性预编码技术，利用其对多用户干扰的操控能力和在符号域/时域的自由度来解决不同场景中的关键问题，为实现高质量、低成本、强安全、广覆盖和内生感知能力的通信网络提供研究思路。

1.2 符号级预编码技术

在典型的多用户下行通信系统中，多个数据流之间的干扰通常被视为限制系统通信性能的主要因素。因此，基站进行预编码的核心策略是利用已知的 CSI 信息或者包括发送符号信息，提前预测并处理多用户干扰。文献[5]中基于信息论的分析表明，当基站能够获得用户 CSI 时，已知的干扰不会对系统的可达信道容量产生影响。而且，脏纸编码理论也表明^[5]，通信系统在干扰存在的情况下依然可以获得最优的预编码，并不需要抑制或者完全消除干扰。尽管如此，大多数现有的线性预编码方式仍然以消除和尽可能抑制干扰为主要目标。这些传统预编码方案基于信道相干时间内发送符号信息统计独立这一假设，利用用户的 CSI 进行预编码设计，因此信道相干时间内的预编码矩阵不发生改变。从统计学的角度看，这意味着传统的线性预编码将多用户干扰视作噪声，并且尽可能且只能抑制干扰的功率大小。然而，在给定发送符号信息及其调制方式的情况下，根据干扰信号的矢量方向可以将其分为提升接收符号检测性能的“有益干扰”(Constructive Interference, CI) 和降低接收符号检测性能的“有害干扰”(Destructive Interference, DI)。因此，简单地抑制所有干扰信号的功率是不合理的。与上述策略不同，符号级预编码根据每个时刻的发送符号信息进行非线性设计，可以同时控制干扰信号的功率大小和矢量方向，从而能够将干扰信号转化为有益干扰，进一步提升系统的性能。因此，本文将围绕基于有益干扰的非线性符号级预编码技术展开。为了简单起见，在不引起歧义的情况下本文直接称其为符号级预编码技术。

1.2.1 概念演进

早期基于有益干扰的符号级预编码研究主要集中在对传统线性预编码方法的调整上。文献[6]最早提出一种根据已知的调制方式、用户 CSI 和发送符号信息，将多用户干扰分为 CI 和 DI 的选择性符号级预编码方式。具体而言，当干扰信号将接收信号推离其对应发送符号的判决门限时，它将有利于接收端的符号检测，因此称为 CI；反之则称为 DI。为了提升系统的通信性能，文献[6]提出保留 CI，并利用迫零 (Zero Forcing, ZF) 的方式消除 DI。随后，文献[7]提出一种更先进的基于相关旋转的符号级预编码方法，通过操控 DI 将其旋转到与发送符号对齐的方向，从而将其转化为 CI 来提高通信性能。

随后，CI 的概念应用于非线性 Tomlinson-Harashima 预编码^[8,9] 和向量扰动预编码^[10]。其中，文献[8]提出基于干扰优化的 Tomlinson-Harashima 预编码方法，通过引入一个缩放因子，使第一个用户的干扰信号可以更好地与发送符号对齐。通过优化该缩放因子来最小化基站的发射功率，能够实现比传统 Tomlinson-Harashima 预编码方案更低的功耗。进一步地，文献[10]提出针对多个用户同时引入缩放因子并进行联合优化，实现了更节能的预编码设计。此外，文献[10]提出基于向量扰动预编码的 CI 技术，通过将扰动向量的搜索替换为一个线性缩放编码向量，避免了复杂的搜索过程，并将其转化为一个二次规划问题进行求解。

近几年来，基于 CI 的符号级预编码技术与各种先进的优化算法相结合，进一步提升了系统性能。文献[11]首次提出一种基于最大比率传输 (Maximum Ratio Transmission, MRT) 的符号级预编码方法，通过避免使用 ZF 操作来提高相关旋转预编码的性能。此外，文献[12]进一步讨论基于 CI 的最小化发射功率和最大化用户服务质量的优化问题。值得一提的是，文献[11,12]中的预编码设计要求用户的无噪声接收信号与发送符号的矢量方向严格对齐，最大程度上保证干扰信号促进接收端的符号检测。然而，由于限制了发射信号的设计自由度，这种基于严格相位旋转的符号级预编码设计方案不利于扩展系统的多样化性能需求。因此，文献[13]提出更先进的基于 CI 的符号级预编码方法，根据相移调制 (Phase Shift Keying, PSK) 的星座图特征，引入有益干扰区域这一概念。在发送符号对应的有益干扰区域内，任意干扰信号都能将接收信号推离其对应的判决门限，从而提升接收端的符号检测性能。这种松弛版的 CI 度量不需要将干扰信号与发送符号严格对齐，允许更大的设计自由度来提升系统性能，因此广泛应用于符号级预编码设计中。本文也将围绕基于有益干扰区域的符号级预编码技术展开研究，具体的技术原理和性能指标将在下一小节中阐述。需要注意的是，基于有益干扰区域的符号级预编码针对发送符号的具体调制方式进行设计。上述工作均假设发送符号为 PSK 调制，因此并不适

用于正交振幅调制 (Quadrature Amplitude Modulation, QAM)。为此, 文献[14,15]提出针对 QAM 的符号级预编码设计, 将发送符号划分为可以利用 CI 的符号和不能利用 CI 的符号。虽然只有部分发送符号能够利用干扰, 但文献[15]表明: 在 64-QAM 系统中, 符号级预编码设计依然可以带来明显的性能提升。因此, 基于 CI 的符号级预编码技术成为了近几年的研究热点, 也是本文的研究重点。

1.2.2 技术原理和性能指标

为了更好地理解本文所提的符号级预编码设计方案及其在提升通信性能上的优势, 本小节先简要介绍传统的线性预编码技术, 然后详细描述基于 CI 的符号级预编码技术的基本原理和通信性能指标。

考虑一个通用的多用户多入单出 (Multi-User Multi-Input Single-Output, MU-MISO) 系统。在该系统中, 基站配备有 N_t 根发射天线, 同时服务 K 个单天线的用户。设基站传输的符号信息为 Ω -PSK, 则发送的符号向量有 Ω^K 种不同的组合。为了区分不同的发送符号向量, 定义第 m 个符号向量为 $\mathbf{s}_m \triangleq [s_{m,1}, s_{m,2}, \dots, s_{m,K}]^T$, $m = 1, 2, \dots, \Omega^K$ 。为了控制同时传输多个数据流产生的多用户干扰并使得发射信号适应当前的信道传输, 基站需要根据用户的 CSI 对发送符号信息进行预处理, 即预编码。传统线性预编码赋予每个用户一个固定的预编码向量, 该预编码向量在信道的相干时间内保持不变。当基站传输不同的符号向量 \mathbf{s}_m 时, 经过预编码后的发射信号可以表示为

$$\mathbf{x}_m = \mathbf{W}\mathbf{s}_m \quad (1.1)$$

式中定义预编码矩阵 $\mathbf{W} \triangleq [\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2, \dots, \mathbf{w}_K] \in \mathbb{C}^{N_t \times K}$, 其中 $\mathbf{w}_k \in \mathbb{C}^{N_t}$ 代表第 k 个用户的预编码向量, $k = 1, 2, \dots, K$ 。此时, 第 k 个用户的接收信号为

$$y_{m,k} = \mathbf{h}_k^H \mathbf{W} \mathbf{s}_m + n_{m,k} = \mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k s_{m,k} + \sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_j s_{m,j} + n_{m,k} \quad (1.2)$$

式中 $\mathbf{h}_k \in \mathbb{C}^{N_t}$ 为基站和第 k 个用户间的信道向量, $n_{m,k} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_k^2)$ 为第 k 个用户的加性高斯白噪声 (Additive White Gaussian Noise, AWGN)。可以看到, 第 k 个用户的接收信号由三部分组成, 分别是含传输符号信息的分量、传输其它数据流产生的干扰和信道的加性噪声。由于多用户干扰和信道噪声均随着发送符号向量的变化而发生改变, 因此为了保证第 k 个用户的符号检测性能, 传统线性预编码方案旨在尽可能抑制多用户干扰和信道噪声产生的影响。因此, 常以用户的信干噪比 (Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio, SINR) 为指标来设计预编码矩阵 \mathbf{W} , 以保证系统的通信性能。基于此, 第 k 个用

户的 SINR 可以计算为

$$\text{SINR}_k = \frac{|\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{j=1, j \neq k}^K |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_j|^2 + \sigma_k^2} \quad (1.3)$$

式中假设基站发送的不同数据流之间统计独立，即 $\mathbb{E}\{\mathbf{s}_m \mathbf{s}_m^H\} = \mathbf{I}_K$ 。

针对多用户下行通信系统，基于上述线性预编码方案的设计常考虑两个典型优化问题，分别是在通信 SINR 限制条件下的发射功率最小化问题以及在发射功率约束下的关于通信 SINR 的 max-min 公平性问题。其中，基于传统线性预编码设计的功率最小化问题可以表示为

$$\min_{\mathbf{W}} \|\mathbf{W}\|_F^2 \quad (1.4a)$$

$$\text{s.t. } \frac{|\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{j=1, j \neq k}^K |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_j|^2 + \sigma_k^2} \geq \Gamma_k, \quad \forall k \quad (1.4b)$$

式中 Γ_k 为第 k 个用户的通信 SINR 需求门限。该问题可以转化为一个二阶锥规划 (Second-Order Cone Programming, SOCP) 问题，进而使用现成的算法或工具包进行求解。传统线性预编码设计的 max-min 公平性问题可以表示为

$$\max_{\mathbf{W}} \min_k \frac{|\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{j=1, j \neq k}^K |\mathbf{h}_k^H \mathbf{w}_j|^2 + \sigma_k^2} \quad (1.5a)$$

$$\text{s.t. } \|\mathbf{W}\|_F^2 \leq P \quad (1.5b)$$

式中 P 为基站的发射功率预算。与功率最小化问题相比，该问题的求解更加困难。通常借助于功率最小化问题的优化方法，然后使用文献[16]中所提的迭代优化算法，或者文献[17]中的二分搜索方法求解。基于上述优化问题的线性预编码设计可以有效地抑制多用户干扰，从而保证接收端的符号检测性能。

不同于抑制多用户干扰的线性预编码设计，符号级预编码通过将多用户干扰转化为有利于接收端符号检测的分量，从而进一步提升系统的通信性能。当传输符号向量为 \mathbf{s}_m 时，基站根据用户 CSI 和 \mathbf{s}_m 来设计对应的符号级预编码向量 \mathbf{x}_m ，从而实时地操控多用户干扰。可以看到，发送符号向量 \mathbf{s}_m 和预编码向量 \mathbf{x}_m 之间的映射是非线性的。为了清晰地阐述基于 CI 的符号级预编码设计的准则和对应的性能指标，图1.2以正交相移键控 (Quadrature Phase Shift Keying, QPSK) 为例展示第 k 个用户的符号检测，并假设发送符号为 $s_{m,k} = (1/\sqrt{2}, 1/\sqrt{2}j)$ 。显然，符号 $s_{m,k}$ 的判决门限为 x 轴和 y 轴的正半轴。因此，当用户的接收信号位于第一象限时，就可以正确地解调出发送符号 $s_{m,k}$ 。由于信道噪声是随机且不可控的，在进行符号级预编码设计时主要考虑用户的无噪声接收信号，即

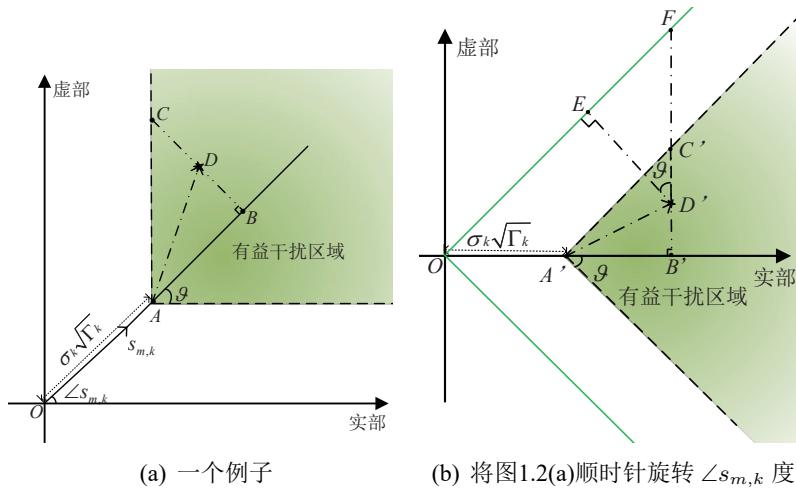


图 1.2 用户端的符号检测
Fig. 1.2 Symbol detection at user sides

$\tilde{r}_{m,k} = \mathbf{h}_k^H \mathbf{x}_m$, 表示为图1.2(a)中的点 D 。为了降低噪声对码元符号检测的影响, 预编码向量 \mathbf{x}_m 的设计准则是利用多用户干扰将无噪声接收信号推离对应的判决门限。定义 Γ_k 为第 k 个用户的信噪比 (Signal-to-Noise Ratio, SNR) 需求门限。当不存在多用户干扰时, 用户的无噪声接收信号应该位于点 A , 以满足 $|\tilde{r}_{m,k}|^2 / \sigma_k^2 = \Gamma_k$, 即 $\overrightarrow{OA} = \sigma_k \sqrt{\Gamma_k} s_{m,k}$ 。观察可以发现, 当多用户干扰 \overrightarrow{AD} 使得无噪声接收信号位于图1.2(a)中的绿色区域时, 其与判决门限的距离进一步拉大, 也就是说此时的多用户干扰将有利于接收端的符号检测。因此, 基站可以利用 CSI 和发送符号信息来设计符号级预编码向量 \mathbf{x}_m , 将多用户干扰转化为有利于接收端符号检测的有益干扰, 也就是让无噪声接收信号 \overrightarrow{OD} 位于图中的绿色有益干扰区域。为了表示这一关系, 将点 D 投影到 \overrightarrow{OA} 延长线上的点 B , 并将 \overrightarrow{BD} 延长至距离最近的判决门限上的点 C 处。此时可以看到, 在信噪比 Γ_k 的约束下应满足 $|\overrightarrow{BD}| \leq |\overrightarrow{BC}|$ 才能使得多用户干扰有利于接收符号检测。为了进一步推导该关系式的具体表达形式, 将图1.2(a)顺时针旋转 $\angle s_{m,k}$ 度, 如图1.2(b)所示。观察可以获得如下关系式

$$|\overrightarrow{B'D'}| = |\Im\{\overrightarrow{A'D'}\}| \quad (1.6a)$$

$$|\overrightarrow{B'C'}| = \Re\{\overrightarrow{A'D'}\} \tan \vartheta \quad (1.6b)$$

$$\overrightarrow{A'D'} = \overrightarrow{OD'} - \overrightarrow{OA'} = \mathbf{h}_k^H \mathbf{x}_m e^{-j\angle s_{m,k}} - \sigma_k \sqrt{\Gamma_k} \quad (1.6c)$$

式中 ϑ 是判决区域角度范围的一半, 它取决于调制信号的阶数 Ω , $\vartheta = \pi/\Omega$ 。显然, 关

系式 $|\overrightarrow{BD}| \leq |\overrightarrow{BC}|$ 可以等价地转化为 $|\overrightarrow{B'C'}| \sin \vartheta - |\overrightarrow{B'D'}| \cos \vartheta \geq 0$ 。因此，在信噪比 Γ_k 的约束下，基于有益干扰的符号级预编码设计应该满足以下限制条件

$$\Re\{\mathbf{h}_k^H \mathbf{x}_m e^{-j\angle s_{m,k}} - \sigma_k \sqrt{\Gamma_k}\} \sin \vartheta - |\Im\{\mathbf{h}_k^H \mathbf{x}_m e^{-j\angle s_{m,k}}\}| \cos \vartheta \geq 0 \quad (1.7)$$

众所周知，用户的无噪声接收信号距离其判决门限越远，信号的抗噪声能力越强，通信的误码率也越低。因此，符号级预编码设计通常将无噪声接收信号与其判决门限的距离视为衡量通信性能的指标，即图1.2(a)中点 D 与 x 轴和 y 轴正半轴的最近距离。同样地，根据图1.2(b)中的几何关系来进一步推导该距离的具体表达式。其中，绿色的实线为图1.2(a)中的判决门限顺时针旋转 $\angle s_{m,k}$ 度后的结果， $\overrightarrow{B'D'}$ 的延长线与其交与点 F ，从点 D' 向其做垂线后最近的交点为点 E 。显然， $|\overrightarrow{D'E}|$ 为无噪声接收信号与其判决门限的最小距离，可以计算得到为

$$\begin{aligned} |\overrightarrow{D'E}| &= |\overrightarrow{D'F}| \cos \vartheta = (|\overrightarrow{B'F}| - |\overrightarrow{B'D'}|) \cos \vartheta \\ &= (\Re\{\overrightarrow{OD'}\} \tan \vartheta - |\Im\{\overrightarrow{AD'}\}|) \cos \vartheta \\ &= \Re\{\mathbf{h}_k^H \mathbf{x}_m e^{-j\angle s_{m,k}}\} \sin \vartheta - |\Im\{\mathbf{h}_k^H \mathbf{x}_m e^{-j\angle s_{m,k}}\}| \cos \vartheta \end{aligned} \quad (1.8)$$

考虑到接收信号与其判决门限的距离和通信误码率性能相关，即距离越大误码率越小。因此，针对发送符号级预编码向量 \mathbf{x}_m ，衡量第 k 个用户的通信服务质量 (Quality of Service, QoS) 指标定义为

$$d_{m,k} \triangleq \Re\{\mathbf{h}_k^H \mathbf{x}_m e^{-j\angle s_{m,k}}\} \sin \vartheta - |\Im\{\mathbf{h}_k^H \mathbf{x}_m e^{-j\angle s_{m,k}}\}| \cos \vartheta \quad (1.9)$$

通过优化上述通信 QoS 指标，可以实现最小化通信误码率的效果。

基于上面的描述，设计符号级预编码向量 \mathbf{x}_m 的功率最小化问题可以表示为

$$\min_{\mathbf{x}_m} \|\mathbf{x}_m\|_2^2 \quad (1.10a)$$

$$\text{s.t. } \Re\{\mathbf{h}_k^H \mathbf{x}_m e^{-j\angle s_{m,k}} - \sigma_k \sqrt{\Gamma_k}\} \sin \vartheta - |\Im\{\mathbf{h}_k^H \mathbf{x}_m e^{-j\angle s_{m,k}}\}| \cos \vartheta \geq 0, \forall k \quad (1.10b)$$

可以看到，该问题是一个凸问题，因此可以使用现有的凸优化算法或工具包求解。而且，学者们已经开发多种高效求解算法来获得 \mathbf{x}_m 的局部/全局最优解^[18,19]。此外，设计符号级预编码向量 \mathbf{x}_m 的 max-min 公平性问题可以表示为

$$\max_{\mathbf{x}_m} \min_k \Re\{\mathbf{h}_k^H \mathbf{x}_m e^{-j\angle s_{m,k}}\} \sin \vartheta - |\Im\{\mathbf{h}_k^H \mathbf{x}_m e^{-j\angle s_{m,k}}\}| \cos \vartheta \quad (1.11a)$$

$$\text{s.t. } \|\mathbf{x}_m\|^2 \leq P \quad (1.11b)$$

尽管该问题是非凸的，但与含有二次分式函数的线性预编码设计问题(1.5)相比，关于 \mathbf{x}_m 的线性通信QoS指标使得该问题的求解更加容易。

基于上面的描述，可以看到符号级预编码技术在下一代无线通信应用中有诸多潜在优势。首先，符号级预编码技术具有更高的设计自由度，可以利用发送符号信息进行非线性预编码设计。因此，在不同的应用场景中，符号级预编码技术可以更加灵活地满足系统的多样化需求。在未来致密异构的蜂窝通信网络中，符号级预编码技术有助于解决宏基站在部署大规模天线阵列时面临的硬件效率和系统性能之间的冲突，并显著提升微基站在服务大量用户时的性能。其次，与传统线性预编码相比，符号级预编码设计降低了接收机的复杂度，特别是对于基站发送PSK符号的系统。这是因为传统线性预编码方案只关注有用信号的功率而不考虑信道的相位旋转效应，因此接收机需要进行相位估计和补偿后才能正确解码。而基于有益干扰的符号级预编码设计使得接收信号都位于其对应的有益干扰区域，因此不再需要相位补偿过程。这也意味着接收机不需要进行信道估计，而只需要一个简单的硬判决。这在未来通信网络中极具吸引力，因为未来通信网络中将有海量的移动通信设备接入，这些设备通常结构简单且计算能力受限。此外，基于符号级预编码设计的约束条件能够保证稳定的系统性能且容易优化。与传统线性预编码根据发送符号统计信息的设计不同，符号级预编码针对每个时隙的不同发送符号进行设计，因此能够在任何时刻均保证发射信号满足系统要求。同时，基于符号级预编码的通信限制条件是关于预编码向量的线性函数，而基于线性预编码的通信限制条件是一个二次的分式函数，因此符号级预编码的设计方案将更有利于优化。

1.2.3 面向传统多用户通信系统的研究进展

在利用多用户干扰提升通信性能的同时，符号级预编码技术也显著增加了系统的计算复杂度。具体而言，符号级预编码技术需要针对特定的发送符号进行预编码设计，因此在信道相干时间内所需设计的预编码数量等于所有可能发送符号向量的总数，而这个数量随着用户数量呈指数级增长。因此，符号级预编码技术难以应用于用户数量庞大的系统。然而，密集用户系统中的多用户干扰往往更强，在这种情况下使用符号级预编码技术可以实现比传统线性预编码技术更大的性能提升。因此，低复杂度的设计算法对于符号级预编码在实际系统中的应用至关重要，并且近年来已经引起越来越多的关注。一种流行的低复杂度设计方法是简化原始优化问题并推导其闭式解。例如，文献[20]使用拉格朗日对偶和Karush-Kuhn-Tucker(KKT)条件来简化PSK系统中的max-min公平性问题，并将其转化为一系列简单的子问题，然后推导出条件最优闭式解。该算法在文献[15]中推广到QAM系统中。对于典型的功率最小化问题，文献[18]利用KKT条件分

析获得最优解的结构，并推导出一个次优闭式解。文献[19]在此基础上进行改进，恢复出了几乎完美的最优解。此外，文献[21]将最小均方误差准则引入到基于有益干扰的符号级预编码设计中，从而推导出对应优化问题的闭式解。另一种降低符号级预编码设计复杂度的手段是使用机器学习类的方法。例如，文献[22]使用深度神经网络来拟合非线性预编码设计中输入与输出之间的关系，以求解 max-min 公平性问题；文献[23]则使用卷积神经网络来降低训练的复杂度；针对功率最小化问题，文献[24]提出使用神经网络来展开内点法的迭代过程。为了提升符号级预编码的设计自由度，文献[25]提出一种基于自编码器的端到端联合设计方案，利用神经网络来实现发射端的非线性符号级预编码和接收端的符号检测。尽管这些方法降低了设计每个符号级预编码向量的计算复杂度，但对于用户数量众多的系统，所需设计的预编码总数仍然非常庞大。因此，文献[26]提出利用调制符号的对称性，将 QPSK 系统中所需设计的预编码数量减少到原来的四分之一；文献[27]则利用线性预编码的思想，针对信道相干时间内的一块符号长度设计恒定的预编码矩阵。显然该方法在更大的块长度下复杂度更低，但其性能也会更差。因此，文献[28]进一步提出一种基于分组的符号级预编码设计策略，在保证通信性能的同时显著减少了所需设计的预编码数量，并且开发了高效的求解算法来优化 max-min 公平性问题和功率最小化问题的预编码向量。这些低复杂度的符号级预编码设计方案促进了其在实际通信系统中的应用。

上述符号级预编码研究均基于理想 CSI 和硬件特性的假设，因此当实际应用中出现信道估计误差或硬件不完美时，将会造成严重的性能损失。为了避免这些问题，学者们提出具有鲁棒性的符号级预编码设计方法。针对信道估计误差的范数约束模型，文献[29]分别研究了功率最小化问题和 max-min 公平性问题的鲁棒优化设计。文献[30]中还考虑了基于信道误差统计信息的鲁棒优化设计算法。当基站只能获得量化的 CSI 时，文献[31]提出将干扰分为可以预测和操控的有益干扰和由 CSI 量化引起的不可预测干扰，并通过符号级预编码设计来利用有益干扰提高有用信号功率，同时将不可预测干扰的不确定性影响降到最低。此外，文献[32]考虑发射机的硬件不完美特性，针对移相器的相位噪声问题提出具有鲁棒性的符号级预编码设计方案。这些鲁棒设计方法可以有效应对实际通信系统中常见的信道估计误差和硬件不完美问题。

在大规模天线阵列系统中，符号级预编码设计还面临着系统硬件效率的问题。考虑到大量发射天线对射频前端和放大器等硬件的需求，基站需要尽可能地降低其使用成本和功耗，因此对预编码的设计附加了额外的硬件限制。文献[33]提出一种基于恒模约束的符号级预编码设计，实现了极低的发射信号峰均比，从而允许发射端使用非常节能和便宜的射频放大器。文献[34]提出一种基于符号级预编码的天线选择方案，只激活少

量的发射天线，从而减少所需的射频放大器数量。此外，还可以使用低分辨率的数模转换器 (Digital-to-Analog Converters, DACs) 降低每个射频链的成本和功耗。由于 DAC 的功耗随分辨率呈指数增长，且每根天线的发射信号由连接到射频链上的一对 DAC 生成，因此在大规模天线阵列中部署低分辨率 DAC 将显著降低系统的硬件成本和功耗。在这个方面，基于 1 比特 DAC 的符号级预编码设计是研究热点^[35,36]。这是因为 1 比特 DAC 输出信号恒模，允许发射端使用简单节能的功率放大器来进一步降低硬件复杂度。文献[37]还讨论了从 1 比特到少量比特 DAC 的扩展。这些研究表明，在硬件受限的大规模天线系统中，可以利用非线性符号级预编码的优化自由度进一步提升系统性能。

由于符号级预编码技术可以同时利用 CSI 和发送符号信息，有效地操控多用户干扰并提升系统的优化自由度，因此吸引了学者们的广泛关注。除了上述相关研究，符号级预编码技术还应用于多种通信系统中，以实现多样化的功能。这些系统包括毫米波通信系统、物理层安全通信系统、认知无线电系统、中继系统、无蜂窝网络、无线携能传输系统、双工系统、RIS 辅助通信系统、通感一体化系统等等。这些研究验证了基于有益干扰的符号级预编码技术带来的性能增益，展示了该技术在不同领域的适用性。随着对该技术的深入研究，符号级预编码技术将会在未来通信系统中扮演越来越重要的角色。

1.2.4 面向下一代无线通信系统的研究进展

针对毫米波/太赫兹 MIMO 通信等系统中常用的模拟/数字混合预编码架构，学者们提出使用符号级预编码这一新型的非线性预编码技术来弥补低硬件成本架构造成的通信性能损失。文献[38]首先提出基于干扰利用的符号级混合预编码方案。该方案考虑发射功率最小化问题，先通过与用户 CSI 进行相位对齐来获得模拟预编码，然后根据获得的等效信道进行数字预编码设计。同一时期，文献[39]研究了基于符号级混合预编码的多用户通信 max-min 公平性问题，其中模拟预编码通过对信道进行奇异值分解获得。上述方案均假设模拟预编码部分依然采用传统的线性预编码方式，即只根据用户的 CSI 进行设计而不考虑发送的符号信息，这极大地限制了系统设计的自由度。为了充分利用发送符号信息来提升通信质量，文献[40]提出了联合设计符号级模拟/数字混合预编码的方法。为了进一步降低系统的硬件成本和功耗，文献[40]研究了基于低分辨率移相器的符号级混合预编码设计，文献[41]则研究了基于 1 比特 DAC 的符号级混合预编码设计。与上述基于全连接移相器网络的混合预编码架构不同，文献[42]提出了一种由开关网络和反相器组成的混合预编码结构。与本文 2.4 节的内容相比，该方案以很小的误码率性能为代价，降低了系统的总功耗。文献[43]提出了一种基于开关网络和全连接移相器网络的混合预编码架构，通过联合优化设计符号级混合预编码和开关选择矩阵，提升了系

统的能量效率。此外，文献[44]考虑了移相器的相位噪声对符号级混合预编码设计的影响，文献[45]则针对信道估计误差进行符号级混合预编码的鲁棒性设计。上述研究验证了，在基于模拟/数字混合预编码的低成本硬件架构中使用符号级预编码技术，能够有效地利用多用户干扰来提升系统的通信性能。因此，本文将在此基础之上进一步研究基于低分辨率移相器和部分连接移相器网络的符号级混合预编码设计算法。

针对多用户防窃听通信系统，符号级预编码的特点使得多用户干扰既可以用来增强合法用户信息传输，又可以用来提升安全性能。显然，与传统的线性预编码技术相比，这种基于干扰利用的非线性预编码方式可以达到更好的效果。然而，需要注意的是，安全速率这一安全性能指标是基于发送符号的统计信息推导而来，不能简单地推广到符号级预编码系统中。因此，需要对符号级预编码系统中的安全衡量标准进行探索。现有工作均使用基于有害干扰区域的安全性能指标。其中，文献[46]是将干扰利用这一概念应用于物理层安全通信系统的开篇之作。该文研究单个合法用户多个窃听者的系统，针对窃听信道的不同状态分别进行设计。当发射端已知合法用户和窃听者的信道时，通过在发射端加入人工噪声的方法来确保满足合法用户对通信质量的需求和系统对于安全性的需求。具体来说，通过合理地设计人工噪声，可以使合法用户接收到的信号位于发送符号对应的判决区域内，而窃听者接收到的信号位于发送符号的判决区域之外。当难以获得窃听信道时，通过将人工噪声保持在一定的功率幅度来尽可能地干扰窃听者，并且限制人工噪声对合法信息传输的干扰。当合法信道和窃听信道的估计值都存在误差时，文中提出一种具有鲁棒性的波束成形设计方案。在文献[47]中，发射端同时向用户进行信息和能量传输，同样地通过加入人工噪声的方法来提高信息传输性能并防止能量接收用户窃听信息接收用户的保密信息。以上两篇文献均考虑单个合法用户的场景，因此只能通过在发射端加入人工噪声的方式来保证系统的安全性能。文献[48]进一步研究多个合法用户的防窃听系统，利用多用户信息传输之间的干扰提升安全性。此外，文献[49]研究在多用户防窃听系统中进行天线选择设计的重要性。然而，上述方法默认窃听者只能使用与合法用户相同的检测方法。随着人工智能与信号处理技术的发展，智能窃听者变得更加常见，它们可以利用复杂的检测方法和超高性能计算机来分析解调保密信息。由于窃听者可能使用盲检测、聚类等复杂算法对接收信号进行分类并解调，仅仅关注合法用户使用的特定判决方法以及只针对单个发射信号进行设计的方法将很难保证系统的安全性。因此，本文将着眼于不同发射信号之间的相对关系，推导更符合实际的安全衡量指标，并提出高效的符号级预编码设计算法。

在 RIS 辅助通信系统中，符号级预编码的思想最早应用于基于 RIS 的被动信息传输设计中。文献[50]最早提出基于 RIS 的被动信息传输方案，其中 RIS 通过改变反射系

数并反射附近的高频载波信号来实现信息调制和传输。该方案利用一根射频链实现多入单出 (Muti-Input Single-Output, MISO) 系统，极大地降低了发射机的硬件复杂度和能耗。随后，文献[51]和文献[52]分别利用 RIS 实现 QPSK 和 8PSK 的被动信息传输，并在试验平台验证了所提方案的可行性。上述基于 RIS 被动信息传输的思想和符号级预编码^[33]非常相似，都是根据发送符号相应地改变发射机/RIS 的参数。然而，这些研究仅能实现单数据流传输，无法同时为多个用户提供服务。因此，本文在此基础之上提出利用符号级预编码技术实现基于 RIS 的多数据流被动信息传输。

另一方面，在 RIS 辅助基站进行下行通信系统中，基站利用符号级预编码技术可以进一步提升系统的通信性能。文献[53]最早研究了该问题。文中提出联合设计基站符号级预编码和 RIS 反射系数，在满足通信质量需求的条件下最小化基站的发射功率。仿真表明，同时利用符号级预编码的符号域自由度和基站与 RIS 的空域自由度能够实现共生增益，显著降低系统的能耗。随后，文献[54]研究了该系统中的最小化最大误码率问题，并分别考虑了 PSK 和 QAM 系统的预编码设计。为了降低系统的硬件复杂度和成本，文献[55]研究了基于 1 比特 DAC 的符号级预编码和基于低分辨率移相器的 RIS 反射系数联合设计问题，文献[56]考虑了可以控制 RIS 反射元素开关状态的联合设计问题，文献[57]则研究了基于一条射频链的模拟符号级预编码和 RIS 的联合设计问题。考虑基站对 RIS 级联信道的估计可能存在误差，文献[58]提出了具有鲁棒性的符号级预编码和 RIS 联合设计方案。上述研究均验证了符号级预编码技术在 RIS 辅助通信系统中的优势，以及 RIS 利用其被动反射功能增强通信的性能。进一步地，利用符号级预编码带来的设计自由度，结合 RIS 被动信息传输和被动反射增强的功能，有望实现一个基于 RIS 的共生无线电系统，这也是本文的研究内容之一。

在通感一体化系统中，基于符号级预编码的波形设计方案可以利用更多的设计自由度来提升系统的通信和感知性能。文献[59]最早研究了基于有益干扰的符号级预编码技术在雷达通信共存系统中的应用。其中多天线的通信基站通过利用多用户干扰，在满足通信质量需求和限制对雷达系统干扰的条件下，有效降低了通信基站的功耗。随后，作者将符号级预编码技术推广到了通信感知双功能系统中^[60]，通过设计通感一体化发射波形，同时实现多用户通信和雷达感知功能。然而，文中提出通过最小化多用户干扰来优化通信性能，即最小化接收信号和期望信号的均方误差，这在实际应用中是不合适的。一方面，多用户干扰并不与实际通信性能直接挂钩，比如误码率、通信速率等；另一方面，实际通感一体基站的发射功率通常很高，这使得用户的接收信号要远强于期望的幅度，因此最小化实际接收信号与期望信号之差极大地限制了波形的优化自由度，将损害一体化信号的感知性能。文献[61]提出的通感一体化波形优化方案也存在同样的问

题。随后，文献[62]提出了基于有益干扰的符号级预编码设计方案。所提方案利用有益干扰区域提供的自由度以及符号级预编码技术的时域特性，在满足多用户通信质量需求的条件下，对不同时隙的雷达波束进行优化，显著提升了系统的雷达感知性能。在此基础上，文献[63]提出了低复杂度的通感一体化波形设计算法，文献[64]研究了通感一体化基站的自干扰消除问题。与文献[62–64]中优化雷达波束指向的设计不同，文献[65]提出最小化目标角度估计的克拉美罗界，并满足基于有益干扰的多用户通信质量需求和功率限制。上述工作均验证了符号级预编码技术在通感一体化系统中的优势，然而还局限于利用发送的通信符号信息来提升简单场景中的雷达感知和通信性能，并没有充分利用符号级预编码技术的时域特性进行通感一体化波形设计。在实际通感一体化场景中，泛在的杂波干扰将严重影响雷达感知性能。因此，本文将进一步利用符号级预编码技术的时域特性，更深入挖掘其在复杂场景中对通信和感知能力的提升。

得益于符号级预编码带来的设计自由度及其在 RIS 辅助通信系统和通感一体化系统中的研究，学者们开始探索其在 RIS 辅助通感一体化系统中的应用。文献[66]和文献[67]先后研究了 RIS 辅助通感一体化系统中的一体化波形和 RIS 反射系数联合设计问题，分别在雷达波束方向图和角度估计克拉美罗界的限制条件下最小化通信的多用户干扰。与文献[60]相同，所用的通信性能指标将限制通感一体化波形的设计自由度并影响雷达感知性能。而且，文中假设 RIS 只用来辅助基站进行下行多用户通信，并没有充分发挥 RIS 在通感一体化系统中的潜力。针对这些问题，文献[68]搭建了更普适和泛化的 RIS 辅助通感一体化系统模型，并提出了三种实用的通信性能指标。在此基础上，文献[69]提出一种增加 RIS 反射系数更新频率的策略来进一步提升通信和感知性能。

1.3 论文的主要内容和章节安排

1.3.1 论文的主要内容

无线通信网络的发展不仅追求海量智能终端接入和更高速率、更高可靠、更低时延信息传输，还朝着扩展网络感知能力、赋能新兴应用场景和业务需求的方向演进。为了支撑下一代无线通信网络的多种典型应用场景和多样化需求，亟需研究新的关键技术以解决不同场景中存在的问题，其中符号级预编码技术提供了一个有效的手段。本文利用符号级预编码技术灵活操控多用户干扰的能力以及在符号域/时域的设计自由度，针对不同应用场景中的多样化需求提出了多种基于符号级预编码的解决方案。本文的主要内容及贡献总结如下。

(1) 由于毫米波/太赫兹等高频段的硬件器件成本和功耗较高，实际系统中常用模

拟/数字混合预编码架构，其中数字预编码部分由少量的射频链构成，而模拟预编码部分由移相器网络实现。为了进一步降低硬件成本，本文研究基于低分辨率移相器的模拟/数字混合预编码架构，同时为了弥补低成本硬件架构造成的通信性能损失，提出使用符号级预编码技术来利用多用户干扰提升通信性能。针对典型的多用户通信 max-min 公平性问题，分别考虑了基于全连接和部分连接移相器网络的符号级混合预编码设计。仿真结果表明，所提符号级预编码方案能够保证低成本硬件架构下的高质量通信性能。

(2) 为了克服无线信道广播特性造成的潜在窃听风险，本文研究面向物理层安全通信系统的符号级预编码技术。不同于传统利用无线信道和人工噪声的随机性来干扰窃听的策略，本文提出使用符号级预编码技术，利用多用户通信系统中内在的多用户干扰来增强系统的安全通信性能。针对符号级预编码的特性，创新性地提出基于欧式距离的安全性能衡量指标，并以此为准则进行符号级预编码设计，旨在满足合法用户通信质量和安全性能的前提下，最小化基站的发射功率。当用户/窃听者的 CSI 存在估计误差时，提出针对最差 CSI 进行鲁棒性符号级预编码设计。仿真结果表明，所提安全通信指标实现了更好的防窃听性能，而且所提符号级预编码设计方案的功耗更低。此外，针对无法获取窃听者 CSI 的场景，创新性地提出一种基于符号级预编码的新型人工噪声方案。通过利用符号级预编码的设计思想，在合法用户的有益干扰区域中随机产生人工噪声信号，从而在保证窃听性能的同时提升合法用户的通信质量。仿真结果验证了所提基于符号级预编码的安全通信方案在应对多天线/智能窃听者时具有出色的性能。进一步地，将上述针对 PSK 系统的符号级预编码设计方案推广到 QAM 系统中，保证高数据传输速率场景中的安全通信性能。

(3) 面向 RIS 辅助通信系统的符号级预编码研究。针对 RIS 辅助基站进行下行多用户通信系统，提出基站符号级预编码和 RIS 反射系数联合设计方案，以充分利用符号域以及基站和 RIS 的空域自由度提升系统的通信性能，实现低成本高可靠的多用户下行通信。在此基础之上，分别研究功率最小化和 max-min 公平性问题的联合设计算法。通过对比基于传统线性预编码的联合设计方案和没有部署 RIS 的方案，展示了符号级预编码技术和 RIS 带来的系统性能增益，以及所提联合设计方案的共生增益。而且，将 RIS 部署在用户分布的热点区域，可以更好地利用多用户干扰提升反射增益。此外，利用符号级预编码的设计思想，创新性地提出一种基于 RIS 的被动信息传输方案。该方案通过相应地改变 RIS 的反射系数将所发送的符号信息调制到高频载波信号上，从而实现单个射频链和 RIS 组成的被动信息传输系统。同时，通过利用符号级预编码技术，高效地实现了多数据流传输。为了进一步降低系统的硬件成本和功耗，提出了多种基于低分辨率相移的反射系数设计算法，实现了计算复杂度和性能的折中。进一步地，结合 RIS 辅助主

动信息传输和被动信息传输的功能，提出基于 RIS 的主/被动联合信息传输方案。该方案利用符号级预编码技术提供的设计自由度，在不影响基站和主用户通信的前提下，将 RIS 端的符号信息嵌入到 RIS 的反射系数设置中，实现了 RIS 端的被动信息传输，而且所提基于符号级预编码的设计方案降低了主用户和次用户端的符号检测难度。最后仿真验证了所提基于 RIS 的主/被动联合信息传输方案的可行性和灵活性。

(4) 面向通感一体化系统的符号级预编码研究。为了赋予通信基站可靠的内生感知能力，提出基于符号级预编码的通感一体化波形设计方案。利用符号级预编码技术的时域特性，优化设计不同时刻的通感一体化发射波形信号，在满足多用户通信质量的同时逼近理想的雷达波束方向图。为了求解建模的非凸问题，分别提出基于欧式空间和黎曼空间的迭代算法，实现了计算复杂度和系统性能的折中。仿真结果表明，与基于传统线性预编码的通感一体化波形设计相比，所提方案能够维持较稳定的雷达波束指向，而且实现了更优的角度估计、目标检测和通信性能。特别在雷达接收机收集的样本数据较少时，所提方案带来的性能增益十分显著，揭示了其在快速雷达感知场景中的应用前景。此外，考虑实际通感一体化场景中存在的杂波干扰问题，提出将符号级预编码技术与空时自适应处理技术相结合，通过空域和时域的联合设计来抑制杂波干扰。由于实际系统很难获得杂波源的精确信息，推导了基于杂波源统计信息的目标检测性能建模。随后，提出空时发射波形和接收滤波的联合设计算法，旨在满足多用户通信需求和多种常用雷达波形限制的条件下，最大化雷达目标检测 SINR。仿真验证了所提通感一体化波形设计方案的可行性及其在杂波抑制和目标检测上的性能优势。

(5) 针对实际通感一体化系统面临的信号衰减大、目标易被遮挡等问题，研究面向 RIS 辅助通感一体化系统的符号级预编码设计。首先，考虑 RIS 辅助通感一体化系统最普适和泛化的应用场景，建立了泛化的雷达接收回波信号模型并推导了目标检测性能指标。然后，考虑通感一体化系统中发射信号的特性，为基站的符号级预编码设计提出了三种处理多用户干扰的策略及对应的通信性能指标。在此基础之上，研究 RIS 反射系数和基于符号级预编码的通感一体化发射波形和接收滤波的联合设计，旨在满足多用户通信性能要求的前提下最大化目标检测 SINR。最后，仿真对比验证了部署 RIS 引入的三条可优化传输路径能够显著提高系统的目标检测性能，揭示了将 RIS 部署在目标分布的热点区域或者直射信道衰减严重时能够获得更大的性能提升。

1.3.2 论文的章节安排

本文共分为七章，其主要内容总结如图1.3所示。具体的章节安排如下。

第一章为绪论，首先介绍无线通信发展的需求和符号级预编码技术的研究背景和意

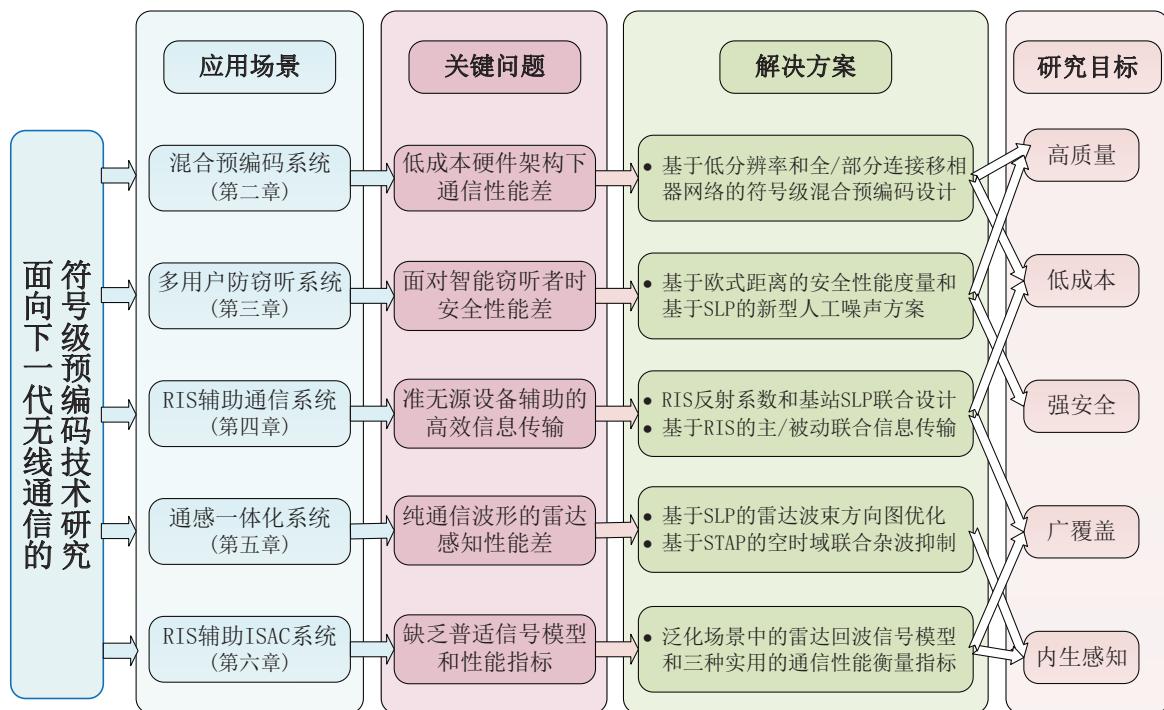


图 1.3 本文主要研究内容
Fig. 1.3 Main contents of this dissertation

义，然后回顾符号级预编码技术的概念演进、技术原理和性能指标、在传统多用户通信系统中的研究现状以及在下一代通信系统中的研究现状，最后概括本文的主要研究内容并介绍章节安排。

第二章研究基于模拟/数字混合预编码架构的符号级混合预编码设计。针对低分辨率移相器和全连接/部分连接移相器网络的模拟/数字混合预编码架构，提出符号级混合预编码设计方案，并推导出求解多用户通信 $\max\text{-}\min$ 公平性问题的高效迭代优化算法。

第三章研究物理层安全通信系统中的符号级预编码设计。通过分析现有方案的安全性能缺陷，提出基于欧式距离的安全性能指标。然后分别研究用户 CSI 已知和不完美情况下的符号级预编码设计问题。针对窃听者 CSI 未知的情况，提出一种新型的基于符号级预编码的人工噪声方案。最后，将所提安全通信方案推广到 QAM 系统。

第四章研究 RIS 辅助通信系统的符号级预编码设计问题。首先考虑 RIS 辅助基站进行下行多用户通信的场景，分别针对功率最小化和 $\max\text{-}\min$ 公平性问题提出高效的联合设计算法。随后，提出基于 RIS 的被动信息传输方案，利用符号级预编码的思想，通过改变 RIS 的反射系数来实现被动信息传输。最后，结合 RIS 的上述两种功能，创新性

地提出基于 RIS 的主/被动联合信息传输策略。

第五章研究通感一体化系统的符号级预编码设计问题。首先提出使用符号级预编码技术来设计通感一体化发射波形，在实现多用户通信的同时，保证不同时隙的雷达发射波束指向。另外，进一步考虑实际场景中的杂波抑制问题，创新性地将符号级预编码和空时自适应处理技术相结合，建立基于杂波源统计信息的目标检测模型，并研究三种实用雷达波形限制下的通感一体化发射波形和接收滤波的联合设计。

第六章研究 RIS 辅助通感一体化系统的符号级预编码设计问题。首先，考虑 RIS 引入的三条传播路径对目标回波和杂波回波信号的影响，建立泛化的雷达感知信号模型和目标检测性能指标。然后，提出三种处理多用户干扰的策略和实用的通信性能指标。基于此，研究通感一体化发射波形、雷达接收滤波和 RIS 反射系数的联合设计。

第七章总结全文的工作和研究成果，并探讨未来的几个潜在研究方向。

2 面向模拟/数字混合预编码架构的符号级预编码研究

2.1 引言

为了满足对提升数据传输速率和网络容量的需求，无线通信网络正朝着更高频率和更大带宽的方向发展。同时，通信基站也集成越来越多的发射天线以提升波束成形增益。由于高频段的射频器件等硬件设备的成本和功耗极高，模拟/数字混合预编码架构成为了毫米波/太赫兹等高频段 MIMO 通信系统中常用的硬件架构。该架构由少量射频链实现的低维数字预编码和大量低成本移相器构成的高维模拟预编码组成，且实际应用中常采用功耗和成本更低的低分辨率移相器^[70]。虽然已有许多基于线性预编码方案的模拟/数字混合预编码设计研究，但使用少量射频链的混合预编码很难达到与理想全数字预编码相近的性能。此外，使用低分辨率移相器将进一步降低混合预编码的系统性能。因此，针对模拟/数字混合预编码的低成本硬件架构，需要探索新的预编码技术以保证高质量的通信性能。

与传统的线性预编码不同，基于有益干扰的符号级预编码技术能够利用多用户干扰来进一步提升系统的通信性能。因此，已有研究探索了符号级预编码技术在模拟/数字混合预编码通信架构中的应用^[38,39]，并验证了其带来的性能提升。然而，这些研究只对数字预编码部分进行符号级预编码设计，而模拟预编码部分依然采用传统的线性预编码方式，即只根据用户的 CSI 进行设计而不考虑发送的符号信息。这种方案限制了混合预编码设计的自由度，将难以实现较好的通信性能。而且，上述方案的模拟预编码部分由基于理想连续相移的移相器和全连接网络构成，这对系统的硬件要求很高。为了改善这些不足，本章提出联合设计符号级模拟和数字预编码，以充分利用发送符号信息来提升系统的通信性能。为了降低系统的硬件成本和功耗，模拟预编码部分由低分辨率移相器构成。在此基础上，本章分别考虑了基于全连接和部分连接移相器网络的混合预编码架构，并针对多用户通信系统中典型的 max-min 公平性问题，提出高效的符号级混合预编码设计算法。

本章的内容安排如下：2.2 节介绍基于模拟/数字混合预编码架构的相关研究；2.3 节描述基于低分辨率移相器和全连接移相器网络以及部分连接移相器网络的符号级模拟/数字混合预编码架构和优化问题；2.4 节推导全连接架构下的符号级混合预编码优化设计算法；2.5 节研究部分连接架构下的符号级混合预编码优化设计算法；2.6 节仿真验证所提方案带来的通信性能提升；2.7 节总结本章主要内容。

2.2 模拟/数字混合预编码研究进展

由于丰富的可用频谱，工作在 $30 \sim 300\text{GHz}$ 频带的毫米波^[71] 和 $0.1 \sim 10\text{THz}$ 频带的太赫兹无线通信^[72] 受到了学者们的青睐。然而，载波频率的大幅提升导致信号的传播损耗非常严重，因此通常采用大规模 MIMO 技术以提供足够的波束成形增益来弥补路径损耗的影响^[73,74]。在 MIMO 系统中，传统的全数字波束成形结构需要为每根天线配备一个单独的射频 (Radio Frequency, RF) 链。然而，工作在高频段的射频器件等硬件的成本和功耗极高，因此很难在毫米波/太赫兹等高频段 MIMO 系统中采用全数字波束成形架构。为了降低所需射频链的数量，模拟/数字混合预编码架构广泛应用。

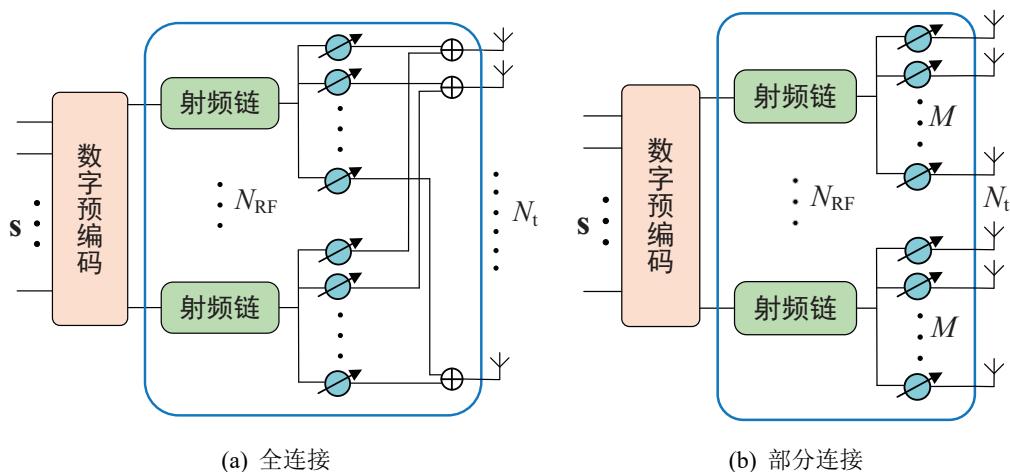


图 2.1 混合预编码架构
Fig. 2.1 Hybrid precoding architectures

根据射频链与发射天线的映射关系，混合预编码架构可以分为全连接和部分连接的结构^[75]。这两种结构需要的移相器个数不同，如图2.1所示。前一种结构通过将每条射频链连接到所有天线上，为每个射频链提供全波束成形增益。而部分连接的结构则只将每个射频链与部分天线连接，极大地减少了所需移相器的数量，因此降低了系统硬件实现的复杂度和能耗，但也牺牲了一些波束成形增益。针对全连接的结构，正交匹配追踪 (Orthogonal Matching Pursuit, OMP) 算法是目前应用最广泛的算法之一，可以提供很不错的性能表现。此算法从某些候选向量中选取模拟预编码矩阵的列，例如信道的阵列响应向量^[76] 和离散傅里叶变换波束成形器^[77,78]。因此，基于 OMP 算法的混合预编码设计可以看做是一个稀疏约束矩阵重构问题。尽管这种方法简化了设计问题，但也限制了模拟预编码矩阵的可行空间，不可避免地造成一定的性能损失。此外，该方法需要预先

获取阵列响应向量的信息，产生了额外的管理开销。为了降低 OMP 算法的计算复杂度，文献[79]提出在每次迭代中重用矩阵求逆结果。一些工作针对某些特殊的混合预编码系统进行研究，例如文献[80]中研究射频链数量大于数据流数量两倍时的最优混合预编码设计。另一方面，针对部分连接的混合波束成形结构，文献[81]研究基于码本的窄带和正交频分复用系统的混合预编码设计。尽管基于码本的设计复杂度很低，但是它的性能增益难以准确衡量，并且可能导致较大性能损失。文献[82]利用干扰消除的思想，提出一种高效的迭代算法。该算法假设数字预编码是对角阵，也就是说，它只分配能量给不同的数据流，且数据流的个数等于射频链的数量。这种方法只利用模拟预编码来提供波束成形增益，明显是一种次优的策略，且背离混合波束成形设计的初衷。针对这个问题，文献[83]利用数字预编码的正交性，提出一个基于流形和半正定放松的迭代算法，进一步提升了混合预编码系统的通信性能。此外，由于工作在高频段的移相器和 DAC 的能耗要远高于传统频段，而且随着分辨率的提高，硬件成本和能耗也会增加。因此，在混合预编码架构中使用低分辨率的移相器是一个研究热点。基于此，文献[70]研究了全连接架构下的混合预编码设计方案，而文献[84]研究部分连接架构和 1 比特移相器的混合预编码设计方案。考虑到低分辨率移相器网络难以精确控制波束，而且固定的部分连接方式限制了 MIMO 阵列的灵活性，学者们提出使用动态连接技术，也就是将收发天线动态地分为不同的天线子阵列。研究表明，基于动态连接的混合预编码设计能够有效补偿低分辨率移相器和部分连接网络造成的性能损失，提升系统的频谱效率和能量效率^[85]。

上述混合预编码方案均属于线性预编码的范畴，也就是说，这些方案利用发送符号的统计信息进行预编码设计，从而实现抑制多用户干扰、提升通信 SNR/SINR 等目标。然而，考虑到低成本硬件架构造成的性能损失，利用多用户干扰提升系统性能的非线性符号级预编码技术将非常适用于混合预编码通信系统。因此，本章提出基于符号级预编码的模拟/数字混合预编码设计方案，在降低系统硬件成本的同时保证高质量通信性能。

2.3 系统模型描述与问题建模

本章考虑如图2.2所示的典型下行 MU-MISO 通信系统。基站配备有 N_{RF} 根射频链和 N_t 根发射天线，同时服务 K 个单天线用户。为了在保证通信性能的同时尽可能地降低系统能耗和硬件成本，设射频链的个数大于等于数据流的数量，但小于发射天线的数量，即 $K \leq N_{\text{RF}} < N_t$ 。基站发送的数据流首先经过基带数字预编码调制输出 $\mathbf{f}_{\text{BB}} \in \mathbb{C}^{N_{\text{RF}}}$ ，然后由射频链上变频到模拟域，最后通过模拟预编码 $\mathbf{F}_{\text{RF}} \in \mathbb{C}^{N_t \times N_{\text{RF}}}$ 处理后由天线发射出去。为了降低硬件复杂度和成本，基站使用只能实现特定相移的低分辨率移相器。因

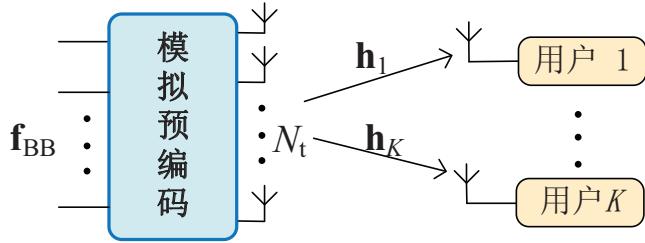


图 2.2 基于混合预编码架构的 MU-MISO 通信系统
Fig. 2.2 Hybrid precoding architecture-based MU-MISO communication systems

此,不同于数字预编码 \mathbf{f}_{BB} 可以同时对信号的幅度和相位进行连续调制, 模拟预编码 \mathbf{F}_{RF} 只能对信号的相位进行离散调控。定义 B 比特低分辨率移相器的取值结合为

$$\mathcal{F} \triangleq \left\{ \frac{1}{\sqrt{N_t}} e^{j \frac{2\pi b}{2^B}} \mid b = 0, 1, \dots, 2^B - 1 \right\} \quad (2.1)$$

针对不同的移相器网络结构, 模拟预编码矩阵 \mathbf{F}_{RF} 需要满足不同的限制条件。具体来说, 当模拟预编码由全连接架构的移相器网络实现, 每个射频链通过开关网络和移相器与每根发射天线相连, 如图2.1(a)所示。因此, 模拟预编码 \mathbf{F}_{RF} 的每个元素均是从集合 \mathcal{F} 中选取的, 即

$$\mathbf{F}_{RF}(i, j) \in \mathcal{F}, \quad i = 1, 2, \dots, N_t, \quad j = 1, 2, \dots, N_{RF} \quad (2.2)$$

当模拟预编码由部分连接架构的移相器网络实现时, 如图2.1(b)所示, 每根射频链仅与 N_t/N_{RF} 根发射天线相连, 则模拟预编码 \mathbf{F}_{RF} 是一个块对角矩阵, 即满足

$$\mathbf{F}_{RF} = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_1 & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{f}_2 & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{f}_{N_{RF}} \end{bmatrix} \quad (2.3a)$$

$$\mathbf{f}_i(j) \in \mathcal{F}, \quad i = 1, 2, \dots, N_{RF}, \quad j = 1, 2, \dots, N_t/N_{RF} \quad (2.3b)$$

式中 $\mathbf{f}_i \in \mathbb{C}^{N_t/N_{RF}}$ 。简单起见, 本文假设 N_t/N_{RF} 为整数。由于部分连接架构只能使用少量的移相器进行模拟预编码设计, 很难保证波束对准通信用户, 将造成严重的通信性能损失。因此, 本章进一步考虑动态地为每根射频链分配发射天线。如图2.3所示, 每根射频链通过开关网络与部分移相器和发射天线相连, 即通过控制开关的状态可以动态调整部分连接移相器网络的实现方式。基于这个结构, 每根射频链可以根据用户的 CSI 和发

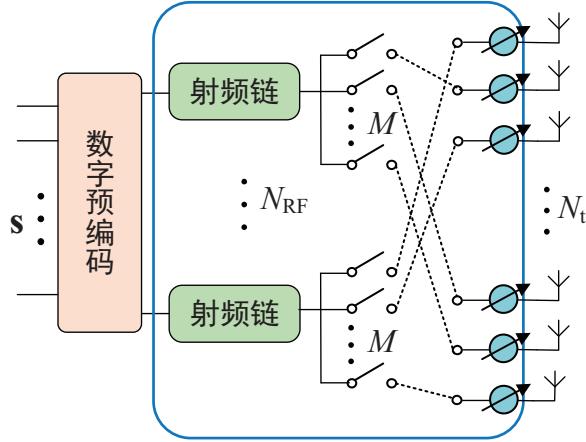


图 2.3 基于动态的部分连接混合预编码结构
Fig. 2.3 Dynamically and partially-connected hybrid precoding architecture

送符号信息，动态地选择通过某些移相器与发射天线相连接。也就是说，模拟预编码矩阵 \mathbf{F}_{RF} 需要满足

$$\|\mathbf{F}_{\text{RF}}(i, :) \|_0 = 1, \quad i = 1, 2, \dots, N_t \quad (2.4a)$$

$$\|\mathbf{F}_{\text{RF}}(:, j) \|_0 = \frac{N_t}{N_{\text{RF}}}, \quad j = 1, 2, \dots, N_{\text{RF}} \quad (2.4b)$$

$$\mathbf{F}_{\text{RF}}(i, j) \in \mathcal{F}, \quad i = 1, 2, \dots, N_t, \quad j = 1, 2, \dots, N_{\text{RF}} \quad (2.4c)$$

基于上述模拟预编码结构，定义基站发送符号向量 $\mathbf{s} \triangleq [s_1, s_2, \dots, s_K]^T$ ，则第 k 个用户的接收信号为

$$r_k = \mathbf{h}_k^H \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{f}_{\text{BB}} + n_k \quad (2.5)$$

式中， $\mathbf{h}_k \in \mathbb{C}^{N_t}$ 代表基站与第 k 个用户之间的信道向量， $n_k \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_k^2)$ 是 AWGN。本章使用经典的多径毫米波信道，因此 \mathbf{h}_k 表示为

$$\mathbf{h}_k = \sqrt{\frac{N_t}{L}} \sum_{l=1}^L \alpha_l \mathbf{a}(\theta_l) \quad (2.6)$$

式中， L 代表总路径数， α_l 表示第 l 条路径的复增益， $\mathbf{a}(\theta_l)$ 是基站的阵列导向向量， θ_l 是出发角 (Angle of Departure, AoD)。对于含有 N 个元素的均匀线性阵列 (Uniform Linear Array, ULA)，方向向量 $\mathbf{a}(\theta)$ 表示为

$$\mathbf{a}(\theta) \triangleq [1, e^{-j2\pi d/\lambda \sin \theta}, \dots, e^{-j2\pi(N-1)d/\lambda \sin \theta}]^T \quad (2.7)$$

其中, d 代表天线间距, λ 代表波长。通常设天线间距为半波长, 即 $d = \lambda/2$ 。

基于绪论中对符号级预编码技术的介绍, 本章考虑联合设计符号级数字预编码向量 \mathbf{f}_{BB} 和模拟预编码矩阵 \mathbf{F}_{RF} , 在功率约束和移相器约束下优化多用户通信的 max-min 公平性问题。因此, 符号级混合预编码的优化问题建模为

$$\max_{\mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{f}_{\text{BB}}} \min_k \Re\{\mathbf{h}_k^H \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{f}_{\text{BB}} e^{-j\angle s_k}\} \sin \vartheta - |\Im\{\mathbf{h}_k^H \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{f}_{\text{BB}} e^{-j\angle s_k}\}| \cos \vartheta \quad (2.8a)$$

$$\text{s.t. } \|\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{f}_{\text{BB}}\|^2 \leq P \quad (2.8b)$$

其中, P 是基站的最大发射功率, 模拟预编码 \mathbf{F}_{RF} 需要满足条件 (2.2) 或 (2.3) 或 (2.4)。显然由于模拟预编码矩阵的限制条件, 这是一个非凸的优化问题, 很难直接进行求解。为了解决这一难题, 接下来将针对不同的移相器网络结构提出次优的迭代优化算法。

2.4 针对全连接移相器网络的符号级混合预编码优化算法设计

由于数字/模拟预编码耦合以及模拟预编码非凸, 问题 (2.8) 十分难以求解。因此, 本节首先求解最优的全数字预编码 $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{N_t}$, 然后通过矩阵分解的方法推导混合预编码架构下对应的数字和模拟预编码。全数字架构下的优化问题建模为

$$\max_{\mathbf{x}} \min_k \Re\{\mathbf{h}_k^H \mathbf{x} e^{-j\angle s_k}\} \sin \vartheta - |\Im\{\mathbf{h}_k^H \mathbf{x} e^{-j\angle s_k}\}| \cos \vartheta \quad (2.9a)$$

$$\text{s.t. } \|\mathbf{x}\|^2 \leq P \quad (2.9b)$$

很明显这是一个凸问题, 可以使用现成的凸优化工具包进行求解。

求得 \mathbf{x} 后, 进一步推导逼近最优全数字预编码向量 \mathbf{x} 的混合预编码方案。根据文献[73]中的证明, 当射频链的数量不少于二倍的数据流数量成立时, 即数字预编码的行数不少于 2 倍的列数时, 可以由最优的全数字预编码矩阵直接分解获得混合预编码的解, 其中模拟预编码是基于理想连续相移的移相器和全连接架构。因此, 针对本章所使用的符号级混合预编码方案, 当射频链不少于 2 个时, 可以直接通过矩阵分解由 \mathbf{x} 求得最优的数字预编码向量 \mathbf{f}_{BB} 和理想的模拟预编码矩阵 \mathbf{F}_{RF} 。具体的矩阵分解方法为

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} e^{j\phi_{1,1}} & e^{j\phi_{1,2}} & 0 & \cdots & 0 \\ e^{j\phi_{2,1}} & e^{j\phi_{2,2}} & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ e^{j\phi_{N_t,1}} & e^{j\phi_{N_t,2}} & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}_{N_t \times N_{\text{RF}}} \begin{bmatrix} b \\ b \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}_{N_{\text{RF}} \times 1} \quad (2.10)$$

式中，定义以下变量

$$b = \frac{1}{2} \times \max_{1 \leq i \leq N_t} |\mathbf{x}(i)| \quad (2.11a)$$

$$\phi_{i,1} = \angle \mathbf{x}(i) - \cos^{-1} \frac{|\mathbf{x}(i)|}{2b}, \quad i = 1, 2, \dots, N_t \quad (2.11b)$$

$$\phi_{i,2} = \angle \mathbf{x}(i) + \cos^{-1} \frac{|\mathbf{x}(i)|}{2b}, \quad i = 1, 2, \dots, N_t \quad (2.11c)$$

考虑到硬件复杂度和能耗问题，实际系统中通常使用基于低分辨率移相器的模拟预编码。因此，本章进一步研究利用更多射频链来弥补低分辨率移相器造成的性能损失。

由于数字预编码和模拟预编码的耦合以及低分辨率移相器的限制，很难直接求得原问题(2.8)的解。因此，本节提出通过最小化最优的全数字预编码和混合预编码的欧氏距离来求解 \mathbf{F}_{RF} 和 \mathbf{f}_{BB} 。该优化问题表示为

$$\min_{\mathbf{F}_{RF}, \mathbf{f}_{BB}} \|\mathbf{x} - \mathbf{F}_{RF}\mathbf{f}_{BB}\|^2 \quad (2.12a)$$

$$\text{s.t. } \mathbf{F}_{RF}(i, j) \in \mathcal{F}, \quad i = 1, 2, \dots, N_t, \quad j = 1, 2, \dots, N_{RF} \quad (2.12b)$$

式中， \mathcal{F} 是低分辨率移相器的取值集合。由于离散相移限制，只能通过暴力搜索的方法获得该问题的最优解，即通过遍历 \mathbf{F}_{RF} 的 $2^{BN_t N_{RF}}$ 个可能取值并计算其对应的 \mathbf{f}_{BB} 和目标函数值，从中选择最小的目标函数值对应的解。显然，该方法的计算复杂度随着移相器分辨率、发射天线数和射频链数呈指数增长。为了降低求解复杂度，受文献[73]中矩阵分解方法的启发，本节提出一种迭代设计 \mathbf{F}_{RF} 和 \mathbf{f}_{BB} 的算法，将原始问题分解成每根射频链对应的模拟预编码向量和数字预编码系数联合设计子问题，然后进行迭代更新。特别地，对于第 j 根射频链，问题(2.12)的子问题转化为

$$\min_{\mathbf{F}_{RF}(:,j), \mathbf{f}_{BB}(j)} \|\mathbf{t}_j - \mathbf{F}_{RF}(:,j)\mathbf{f}_{BB}(j)\|^2 \quad (2.13a)$$

$$\text{s.t. } \mathbf{t}_j = \mathbf{x} - \sum_{k \neq j} \mathbf{F}_{RF}(:,k)\mathbf{f}_{BB}(k) \quad (2.13b)$$

$$\mathbf{F}_{RF}(i, j) \in \mathcal{F}, \quad i = 1, 2, \dots, N_t, \quad j = 1, 2, \dots, N_{RF} \quad (2.13c)$$

考虑到与 $\mathbf{F}_{RF}(:,j)$ 相乘可以实现在复平面旋转的功能，在求解 $\mathbf{F}_{RF}(:,j)$ 时假设 $\mathbf{f}_{BB}(j)$ 为一个实数，然后将 $\mathbf{F}_{RF}(:,j)$ 的角度与 \mathbf{t}_j 对齐即可。然而，考虑到 B 比特分辨率移相器的限制，需要对 $\mathbf{F}_{RF}(:,j)$ 的相移进行量化，即

$$\boldsymbol{\theta}_{\mathbf{F}_{RF}(:,j)} = \left[\frac{\boldsymbol{\theta}_{\mathbf{t}_j}}{\Delta} \right]_r \times \Delta \quad (2.14)$$

表 2.1 基于全连接移相器网络的符号级混合预编码设计算法

Tab. 2.1 Symbol-level hybrid precoding design algorithm for fully-connected PS networks

基于全连接移相器网络的符号级混合预编码设计算法
输入: $\mathbf{h}_k, \vartheta, \mathbf{s}, B, P, N_{\max}, \delta_{\text{th}}$
输出: $\mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{f}_{\text{BB}}$
1: 求解问题 (2.9) 获得最优的全数字符号级预编码 \mathbf{x}
2: 初始化 $\mathbf{F}_{\text{RF}} = \mathbf{0}$, $\mathbf{f}_{\text{BB}} = \mathbf{0}$, $n = 0$, $\delta = \infty$
3: while $n \leq N_{\max}$ 和 $\delta \geq \delta_{\text{th}}$ do
4: $\mathbf{F} = \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{f}_{\text{BB}}$
5: for $j = 1 : N_{\text{RF}}$ do
6: $\mathbf{F}_{\text{RF}}(:, j) = \mathbf{0}$, $\mathbf{f}_{\text{BB}}(j) = 0$
7: 根据 (2.14) 计算 $\boldsymbol{\theta}_{\mathbf{F}_{\text{RF}}(:, j)}$
8: 根据 (2.16) 计算 $\mathbf{f}_{\text{BB}}(j)$
9: end for
10: $\delta = \ \mathbf{F} - \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{f}_{\text{BB}}\ $
11: $n := n + 1$
12: end while
13: $\mathbf{f}_{\text{BB}} = \sqrt{P} \mathbf{f}_{\text{BB}} / \ \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{f}_{\text{BB}}\ $

式中, $\Delta = 2\pi b/2^B$ 代表移相器的分辨率。获得 $\mathbf{F}_{\text{RF}}(:, j)$ 之后, 求解 $\mathbf{f}_{\text{BB}}(j)$ 的优化问题可以表示为

$$\min_{\mathbf{f}_{\text{BB}}(j)} \|\mathbf{t}_j - \mathbf{F}_{\text{RF}}(:, j) \mathbf{f}_{\text{BB}}(j)\|^2 \quad (2.15a)$$

$$\text{s.t. } \mathbf{t}_j = \mathbf{x} - \sum_{j \neq k} \mathbf{F}_{\text{RF}}(:, k) \mathbf{f}_{\text{BB}}(k) \quad (2.15b)$$

使用最小二乘法可以计算得到 $\mathbf{f}_{\text{BB}}(j)$ 的解为

$$\mathbf{f}_{\text{BB}}(j) = (\mathbf{F}_{\text{RF}}^H(:, j) \mathbf{F}_{\text{RF}}(:, j))^{-1} \mathbf{F}_{\text{RF}}^H(:, j) \mathbf{t}_j \quad (2.16)$$

按照上述方法可以依次计算得到剩余射频链对应的预编码系数。最后, 需要对 \mathbf{f}_{BB} 进行归一化来保证满足发射功率的限制。

综上所述, 所提基于全连接移相器网络的符号级混合预编码设计算法的主要思路为: 首先求解问题 (2.9) 获得最优全数字符号级预编码 \mathbf{x} , 随后利用矩阵分解的思想迭代求解每根射频链对应的模拟预编码 $\mathbf{F}_{\text{RF}}(:, j)$ 和数字预编码 $\mathbf{f}_{\text{BB}}(j)$, 直到算法收敛。该算法总结在表2.1中, 其中 δ_{th} 为判断算法收敛的一个参数, N_{\max} 表示最大的迭代次数。

本文以复数相乘次数的数量级来衡量算法的计算复杂度。根据文献[86]中的结论, 求解问题 (2.9) 的计算复杂度为 $\mathcal{O}\{\sqrt{N_t K} (N_t^3 K^2 + N_t^2 K^3)\}$ 。在每次迭代中, 求解模拟

预编码的复杂度为 $\mathcal{O}\{N_t(N_{RF} + 1)\}$, 求解数字预编码的复杂度为 $\mathcal{O}\{2N_t\}$ 。因此, 所提算法的总复杂度取决于求解最优全数字预编码的计算复杂度。

2.5 针对部分连接移相器网络的符号级混合预编码优化算法设计

根据上节中的方法, 本节针对部分连接移相器网络进行符号级混合预编码设计。首先考虑固定连接的结构, 在求得最优的全数字预编码 \mathbf{x} 后, 符号级混合预编码的设计问题可以表示为

$$\min_{\mathbf{f}, \mathbf{f}_{BB}} \|\mathbf{x} - \mathbf{F}_{RF}\mathbf{f}_{BB}\|^2 \quad (2.17a)$$

$$\text{s.t. } \mathbf{f}_i(j) \in \mathcal{F}, \quad i = 1, 2, \dots, N_{RF}, \quad j = 1, 2, \dots, N_t/N_{RF} \quad (2.17b)$$

式中 $\mathbf{f}_i(j) \in \mathbb{C}^{N_t/N_{RF}}$ 代表每根射频链对应的模拟预编码向量。此外, 定义整体的模拟预编码向量为 $\mathbf{f} \triangleq [\mathbf{f}_1^T, \mathbf{f}_2^T, \dots, \mathbf{f}_{N_{RF}}^T]^T$, 即模拟预编码矩阵 \mathbf{F}_{RF} 中的非零元素。符号级混合预编码可以进一步表示为如下向量形式

$$\mathbf{F}_{RF}\mathbf{f}_{BB} = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_{BB}(1)\mathbf{f}_1 \\ \mathbf{f}_{BB}(2)\mathbf{f}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{f}_{BB}(N_{RF})\mathbf{f}_{N_{RF}} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

相应地可以将全数字预编码 \mathbf{x} 拆分为对应的子向量为 $\mathbf{x} = [\mathbf{x}_1^T, \mathbf{x}_2^T, \dots, \mathbf{x}_{N_{RF}}^T]^T$, 其中 $\mathbf{x}_i \in \mathbb{C}^{N_t/N_{RF}}$ 。显然可以将双变量的优化问题 (2.17) 拆分为模拟预编码和数字预编码两个子问题进行迭代求解。在给定 \mathbf{f}_{BB} 的情况下, 模拟预编码向量 \mathbf{f} 可以根据相位对齐和量化获得, 即 \mathbf{f}_i 的相位可以计算为

$$\angle \mathbf{f}_i = \left[\frac{\angle(\mathbf{x}_i / \mathbf{f}_{BB}(i))}{\Delta} \right]_r \times \Delta \quad (2.19)$$

在获得模拟预编码 \mathbf{f} 后, 使用最小二乘法可以计算得到数字预编码 \mathbf{f}_{BB} 的每个元素为

$$\mathbf{f}_{BB}(i) = (\mathbf{f}_i^H \mathbf{f}_i)^{-1} \mathbf{f}_i^H \mathbf{x}_i \quad (2.20)$$

同样地, 迭代更新 \mathbf{f} 和 \mathbf{f}_{BB} 直到收敛, 然后归一化 \mathbf{f}_{BB} 使其满足发射功率的限制。

由于部分连接移相器网络的设计自由度有限, 上述固定的连接方式将进一步降低系统的通信性能。因此, 接下来研究基于动态连接方式的符号级混合预编码设计。观察式 (2.18) 可以发现, 混合预编码的结果是对每个子阵对应的模拟预编码乘上一个数字预编

表 2.2 基于固定部分连接移相器网络的符号级混合预编码设计算法
 Tab. 2.2 Symbol-level hybrid precoding design for fixed partially-connected PS networks

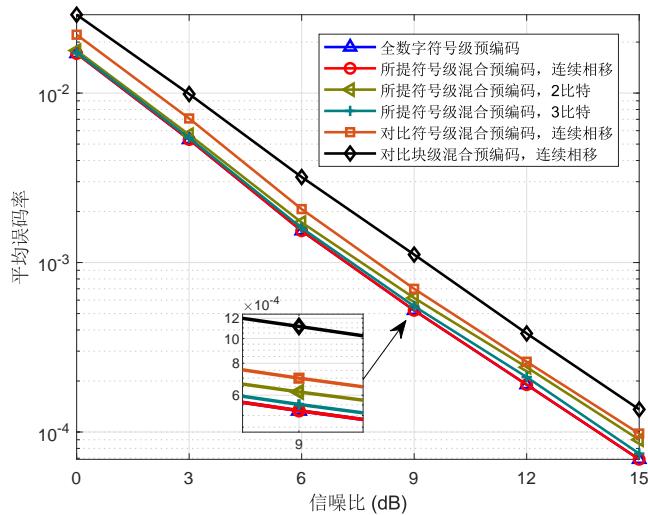
基于固定部分连接移相器网络的符号级混合预编码设计算法
输入: $\mathbf{h}_k, \vartheta, \mathbf{s}, B, P, N_{\max}, \delta_{\text{th}}$
输出: $\mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{f}_{\text{BB}}$
1: 求解问题 (2.9) 获得最优的全数字符号级预编码 \mathbf{x}
2: 初始化 $\angle \mathbf{f}_i = \angle \mathbf{x}_i, \mathbf{f}_{\text{BB}}(i) = \text{sum}(\mathbf{x}_i)/(N_t/N_{\text{RF}}), \forall i, n = 0, \delta = \infty$
3: while $n \leq N_{\max}$ 和 $\delta \geq \delta_{\text{th}}$ do
4: $\mathbf{F} = \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{f}_{\text{BB}}$
5: for $i = 1 : N_{\text{RF}}$ do
6: 根据 (2.19) 计算 \mathbf{f}_i
7: 根据 (2.20) 计算 $\mathbf{f}_{\text{BB}}(i)$
8: end for
9: $\delta = \ \mathbf{F} - \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{f}_{\text{BB}}\ $
10: $n := n + 1$
11: end while
12: $\mathbf{f}_{\text{BB}} = \sqrt{P} \mathbf{f}_{\text{BB}} / \ \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{f}_{\text{BB}}\ $

码系数。因此，在优化 \mathbf{f} 和 \mathbf{f}_{BB} 逼近最优的全数字预编码 \mathbf{x} 的过程中，选择幅值相近的天线作为同一个子阵是不错的方案。具体来说，先计算 \mathbf{x} 所有元素的幅值，获得幅值从大到小排序对应的索引 \mathcal{M} 。然后，依次选择 N_t/N_{RF} 个天线组成一个子阵。获得重新分配的子阵之后，可以使用式 (2.19) 和式 (2.20) 中的推导迭代更新对应的模拟预编码和数字预编码。最后，根据索引关系 \mathcal{M} 恢复出动态连接架构下的 \mathbf{F}_{RF} 和 \mathbf{f}_{BB} 。

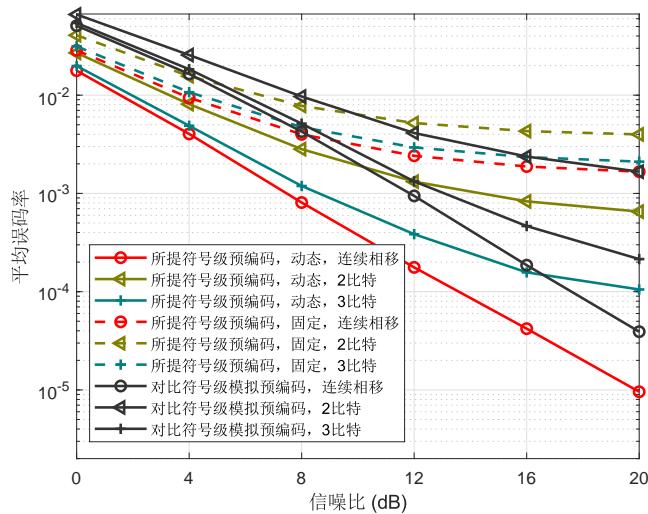
2.6 仿真结果与讨论

本节对所提符号级混合预编码算法的有效性进行仿真验证。设经典的多径毫米波信道有 $L = 10$ 条路径，信号的 AoD 均匀分布在 $[-\pi/2, \pi/2]$ 范围内，发射符号采用 QPSK。

图2.4展示了平均误码率和发射信号信噪比的关系图，其中 $N_t = 64, N_{\text{RF}} = 4, K = 3$ 。图2.4(a)展示了全连接架构下不同设计方案的性能，其中包括最优的全数字符号级预编码方案(记为“全数字符号级预编码”)，所提符号级混合预编码方案基于理想连续相移、2比特和3比特移相器的结果，文献[39]中基于连续相移的符号级混合预编码方案(记为“对比符号级混合预编码，连续相移”)和文献[73]中的传统块级预编码方案(记为“对比块级混合预编码，连续相移”)。显然，随着发射功率的增加，所有方案的平均误码率逐渐下降。此外可以看到，所提基于理想连续相移的符号级混合预编码方案的误码率性能和最优的全数字符号级预编码方案完全一样，这与前面理论分析的结果一致，即不少于2条射频链的混合预编码能够达到与全数字预编码一样的性能。而且，本文所提算



(a) 全连接

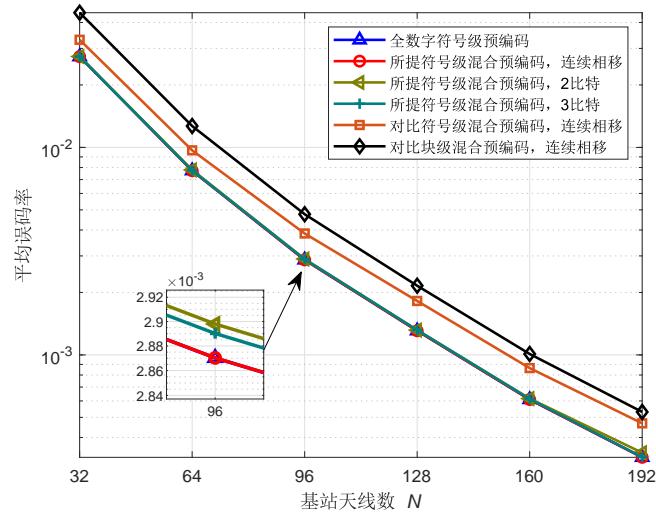


(b) 部分连接

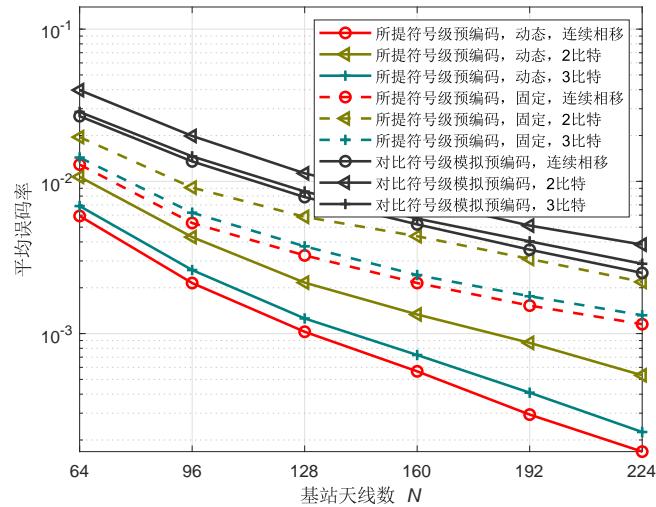
图 2.4 平均误码率与信噪比关系图

Fig. 2.4 Average SER versus SNR

法的性能要优于文献[39]所提字符级混合预编码方案，这是因为本文所提字符级混合预编码充分利用发送字符信息来进行模拟预编码和数字预编码的设计，而对比方案只利用发送字符信息进行数字预编码部分的设计。更为重要的是，字符级预编码方案的通信性能优于传统块级预编码方案，比如当误码率约为 10^{-3} 时可以获得大约 2dB 的性能增益，这一结果再次验证了有效利用多用户干扰可以提升用户的通信质量。图2.4(b)展示了部



(a) 全连接

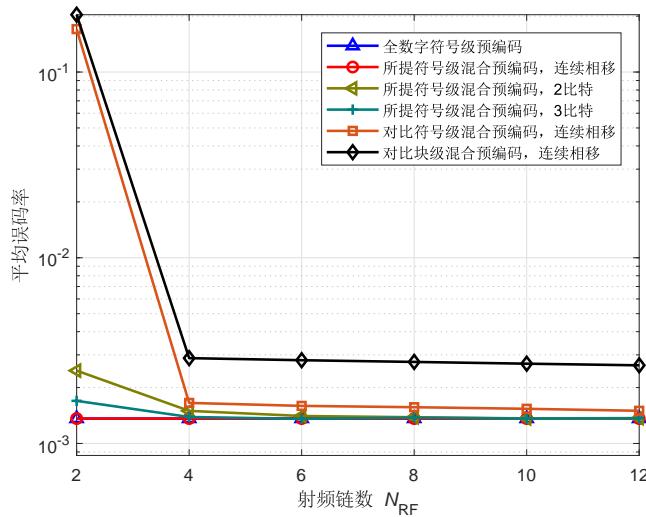


(b) 部分连接

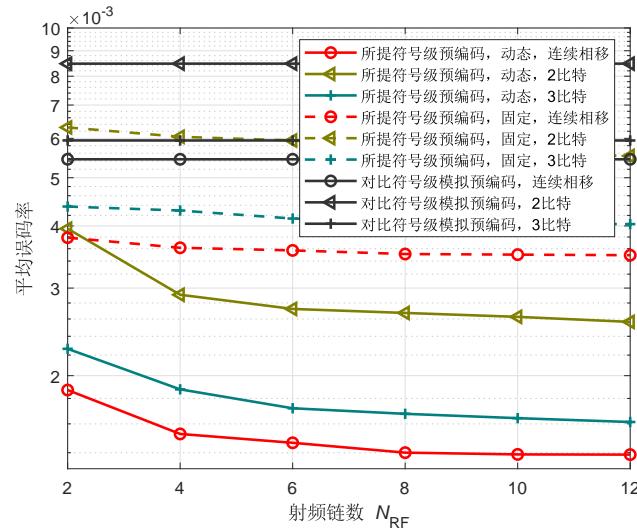
图 2.5 平均误码率与基站天线数关系图

Fig. 2.5 Average SER versus the number of transmit antennas

分连接架构下不同设计方案的性能，其中包括所提基于动态连接和连续相移/2比特/3比特移相器的符号级混合预编码方案（分别记为“**所提符号级混合预编码，动态，连续相移/2比特/3比特**”），所提基于固定的部分连接方案（分别记为“**所提符号级混合预编码，固定，连续相移/2比特/3比特**”），以及文献[87]中的符号级模拟预编码方案（记为“**对比符号级模拟预编码，连续相移/2比特/3比特**”）。可以看到，在相同的移相器分辨率条



(a) 全连接



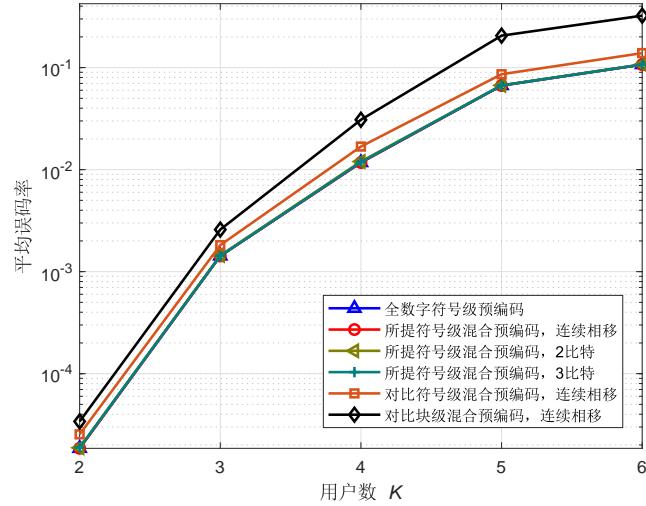
(b) 部分连接

图 2.6 平均误码率与射频链数关系图

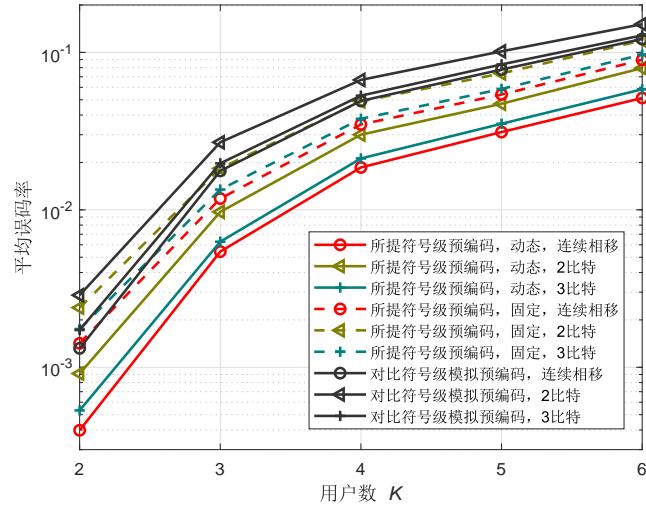
Fig. 2.6 Average SER versus the number of RF chains

件下，所提基于动态连接的方案实现了最优的误码率性能，而基于固定连接的方案通信性能最差。这是因为低分辨率移相器极大地限制了系统的通信性能，而固定的部分连接方式进一步降低了系统设计的自由度。此外，与文献[87]中的符号级模拟预编码方案相比，所提符号级混合预编码方案使用了更多的射频链，因此可以获得更好的通信性能。

图2.5展示了平均误码率与基站天线数的关系图，其中 $N_{RF} = 8$, $K = 3$, SNR = 2dB。



(a) 全连接



(b) 部分连接

图 2.7 平均误码率与用户数关系图
Fig. 2.7 Average SER versus the number of users

由于更大的天线阵列能够带来更高的预编码增益，可以看到所有方案的误码率都随着发射天线数的增多而逐渐下降。与此同时，本章所提算法在不同天线阵列大小下都可以实现满意的性能，而且不同方案之间的性能关系和图2.4中的相同，可以得到相似的结论。

图2.6展示了平均误码率与射频链个数的关系图，其中 $N_t = 120$, $K = 3$, SNR = 5dB。在图2.6(a)中，可以看到基于连续相移的符号级混合预编码方案的性能不随射频

链数量的变化而变化，这是因为 2 条射频链就可以得到与最优全数字预编码一样的性能。而对于低分辨率移相器来说，射频链个数的增加可以弥补低成本硬件带来的性能损失，而且 4 条射频链就足以弥补 2 比特和 3 比特移相器带来的性能损失。这说明使用少量射频链的模拟/数字混合预编码架构依然能够保证高质量的通信性能。此外，在射频链数从 2 变到 4 的过程中，对比方案的误码率有显著的下降。这是因为传统块级预编码系统中需要不少于用户数的射频链才能保证满意的通信性能，而符号级预编码系统则没有这个限制，因此符号级预编码技术更适用于用户较多且射频链数目有限的场景。在图2.6(b)中可以看到相似的性能关系。不同的是，部分连接的架构需要更多的射频链来弥补硬件结构造成的性能损失。图2.7展示了平均误码率与用户数的关系图，其中 $N_t = 64$, $N_{RF} = 8$, $SNR = 5\text{dB}$ 。显然，随着用户的增加，有限资源下实现的误码率性能也越来越差。

2.7 本章小结

本章研究 MU-MISO 通信系统中的符号级混合预编码问题。针对多用户通信的 $\max\min$ 公平性问题，首先求解全数字预编码架构下的最优符号级预编码向量，然后将混合预编码的求解问题转化为最小化与最优解之间的欧式距离，分别优化基于理想和低分辨率移相器的混合预编码方案。具体而言，利用矩阵分解相关推论求得基于理想连续相移的模拟预编码和数字预编码，随后提出一个高效的优化算法迭代求解每根射频链对应的基于低分辨率移相器的模拟预编码和数字预编码系数。最后，仿真直观展示了所提符号级预编码方案能够利用多用户干扰使得接收信号远离判决门限，并且验证了所提算法在误码率性能上的优势，说明所提方案和算法的有效性。

3 面向物理层安全通信系统的符号级预编码研究

3.1 引言

无线信道的广播特性使得窃听者能够通过一些手段窃取到保密信息。为了解决这一安全问题，物理层安全技术得到了学术界和工业界的广泛关注^[88]。传统的物理层安全技术本质上是利用无线信道和人工噪声 (Artificial Noise, AN) 固有的随机性来干扰窃听，而近期研究表明，多用户信号的内在干扰也可以用作干扰窃听和增强无线通信安全性的有用资源^[89–92]。与基于 AN 的方法相比，这种基于干扰管理的方法无需消耗额外的能量来产生类似于噪声的信号，可以在功率有限的情况下进一步提升系统的安全性能。类似于这种干扰管理的方法，符号级预编码技术通过利用发送符号信息，能够操控多用户干扰来提升合法用户的通信质量。同时，发送符号信息带来的自由度支持符号级预编码进行干扰窃听的设计。因此，符号级预编码技术具有实现高质量和强安全通信的潜力。

与基于保密速率或保密容量的传统线性预编码设计不同，符号级预编码关注不同时刻的发送符号信息而不是其二阶统计量，因此基于符号级预编码的安全通信设计方案需要新的性能衡量指标。文献[47,48,93]提出基于有害干扰区域的防窃听方案，即通过控制多用户干扰，使得合法用户的接收信号位于相应的有益干扰区域，而非法用户的接收信号位于有益干扰区域之外的有害干扰区域。理论分析和仿真结果均表明，该方案只能防范使用与合法用户相同判决方式的简单窃听者。当窃听者使用盲检测等更智能的检测器时，系统的安全性将很难得到保证。因此，这种仅关注于特定符号检测方法和针对单个发射信号的设计方案不适用于使用符号级预编码的安全通信系统。

针对上述安全性问题，本章提出一种更为安全和高效的符号级预编码方案。本章的主要贡献如下：首先，针对符号级预编码在符号域/时域的特性，创新性地提出一个基于欧氏距离的安全性能衡量指标。随后，分别针对窃听/合法用户 CSI 完美已知和不完美的情况，设计高效的符号级预编码方案，旨在保证合法通信和安全性的前提下最小化发射功率。然后，针对窃听者 CSI 未知的情况，提出一种新型的基于符号级预编码的 AN 方案，在尽可能保证安全性的前提下，提升合法通信质量。最后，将针对 PSK 系统的安全通信方案推广到 QAM 系统中。

本章的内容安排如下：3.2节介绍物理层安全通信系统中的预编码研究进展；3.3节阐述基于符号级预编码的物理层安全通信系统的信号模型和设计目标；3.4节提出在窃听信道已知情况下的安全通信设计方案，并仿真验证所提方案的高效性和安全性；3.5节

提出在窃听信道不完美情况下的安全通信设计方案，并验证所提方案的高效性和鲁棒性；3.6节展示在窃听信道未知情况下的安全通信设计方案，并验证其在防御智能窃听者时的安全性能提升；3.7节研究针对 QAM 符号的安全通信设计方案，展示其安全性能和功耗的权衡；最后3.8节对本章内容进行总结。

3.2 物理层安全通信系统中的预编码研究进展

在多天线系统中，借助于天线阵列带来的空间自由度，通过合适的预编码设计可以有效干扰窃听并提升系统的安全性。文献[94]最早提出将单天线系统中的物理层安全设计扩展到多天线系统，并推导了基于 CSI 的安全传输策略，以实现窃听者的低截获概率或低检测概率性能。随后，文献[95,96]研究了 MIMO 系统中存在多天线窃听者的情况，并推导了 MIMO 系统的保密容量上界，指出服从高斯分布的输入信号可以达到理论上界。当发射端已知窃听者 CSI 时，高信噪比条件下的一个渐进最优策略是，使用基于合法信道和窃听信道的广义奇异值分解 (Generalized Singular Value Decomposition, GSVD) 的发射预编码。这种方法将系统分解为并行互不干扰的信道，并得到一个保密速率的闭式表达式。基于此，文献[97]提出基于 GSVD 和功率分配的预编码设计方案来最大化保密容量。大多数研究根据已知的合法用户和窃听者 CSI，通过设计基站的预编码来实现保密容量的最大化，从而保证系统的安全性。当对合法用户的信道估计存在误差时，文献[98]中提出具有鲁棒性的波束成形设计方法。文献[99]和文献[100]分别研究合法用户 CSI 不完美和存在量化误差时对安全速率的影响，文献[101]和文献[102]推导了不完美 CSI 和有限自动重发请求反馈的保密容量上界。文献[103]考虑 MIMO 系统中的多天线窃听者，并提出了基于泰勒展开的迭代算法来最大化不完美 CSI 下的保密速率。

当只能获得窃听信道的统计信息甚至完全不能感知窃听者是否存在时，学者们提出使用人工噪声的方案来保证通信系统的安全性^[104,105]。具体来说，发射端先根据合法通信需求设计传输信息的信号，然后利用剩余的能量产生随机干扰信号。该信号位于合法用户信道的正交空间中，因此只影响窃听者的信息接收。如果发射端能够获得窃听 CSI 的部分信息，可以进一步优化人工噪声信号的协方差矩阵^[106]、放松关于人工噪声的正交性约束^[107]或利用窃听 CSI 的部分信息进行功率分配和预编码设计^[108]，以获得额外的安全性能增益。此外，文献[109]研究了多小区多用户系统中的安全传输设计，通过分析小区间干扰和导频污染对可达安全速率的影响，提出了几种匹配滤波器和人工噪声生成方案，以实现保护合法信道并干扰窃听信道的目的。在此基础之上，文献[110]提出了一种正则化信道反转结合 AN 的方案来进一步提升系统的安全速率。

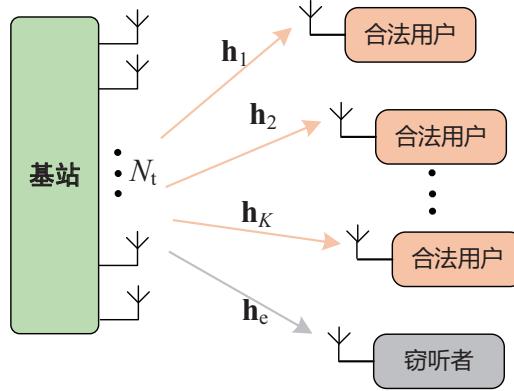


图 3.1 MU-MISO 防窃听系统模型图
Fig. 3.1 The MU-MISO wiretap system

接下来以一个具体的例子介绍基于传统线性预编码的物理层安全通信方案。考虑如图3.1所示 MU-MISO 防窃听系统。其中，基站配有 N_t 根发射天线服务 K 个下行链路的单天线合法用户，同时系统中存在一个单天线窃听者。本章按照物理层安全领域的命名习惯将合法用户命名为 Bob_k , $k = 1, 2, \dots, K$, 窃听者命名为 Eve。定义基站发送 Ω -PSK 符号，符号向量 $\mathbf{s}_m \in \mathbb{C}^K$, $m = 1, 2, \dots, \Omega^K$, 且 $\mathbb{E}\{\mathbf{s}_m \mathbf{s}_m^H\} = \mathbf{I}_K$ 。基站使用全数字预编码架构，则向量 \mathbf{s}_m 经过预编码矩阵 $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{N_t \times K}$ 处理后由 N_t 根天线发射出去。因此，实际的发射信号为 $\mathbf{x}_m = \mathbf{W}\mathbf{s}_m$ ，经过信道传输后 Bob_k 和 Eve 的接收信号可以表示为

$$r_{m,k}^b = \mathbf{h}_k^H \mathbf{W} \mathbf{s}_m + n_{m,k} \quad (3.1a)$$

$$r_{m,e}^b = \mathbf{h}_e^H \mathbf{W} \mathbf{s}_m + n_{m,e} \quad (3.1b)$$

式中， $\mathbf{h}_k \in \mathbb{C}^{N_t}$ 和 $\mathbf{h}_e \in \mathbb{C}^{N_t}$ 分别是 Bob_k 和 Eve 的信道， $n_{m,k} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_k^2)$ 和 $n_{m,e} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_e^2)$ 分别为 Bob_k 和 Eve 的 AWGN。假设基站通过信道估计等方法获得合法用户和窃听者的 CSI。因此， Bob_k 的 SINR 以及 Eve 针对 Bob_k 的窃听 SINR 分别计算为

$$\text{SINR}_k^b = \frac{|\mathbf{h}_k^H \mathbf{W}(:, k)|^2}{\sum_{j \neq k} |\mathbf{h}_k^H \mathbf{W}(:, j)|^2 + \sigma_k^2} \quad (3.2a)$$

$$\text{SINR}_{e,k}^b = \frac{|\mathbf{h}_e^H \mathbf{W}(:, k)|^2}{\sum_{j \neq k} |\mathbf{h}_e^H \mathbf{W}(:, j)|^2 + \sigma_e^2} \quad (3.2b)$$

随后，系统的安全速率可以计算为

$$R_s = \sum_{k=1}^K [\log_2(1 + \text{SINR}_k^b) - \log_2(1 + \text{SINR}_{e,k}^b)]^+ \quad (3.3)$$

针对窃听信道已知的情况，大量现有研究通过设计预编码矩阵 \mathbf{W} 来最大化安全速率 R_s ，从而保证系统的安全通信性能。当合法用户/窃听者的信道估计存在误差时，根据信道误差模型进行对应的鲁棒性优化设计。当窃听者信道未知时，基站先以最小化发射功率为准则来设计发送信息的预编码矩阵 \mathbf{W} ，并满足合法用户的通信质量需求，即求解问题(1.4)。然后，利用基站剩余的能量产生随机的人工噪声对窃听者造成干扰。定义随机的噪声向量为 $\mathbf{v} \in \mathbb{C}^{N_t - K}$ 。为了避免人工噪声对合法通信造成影响，通过预编码的方式将 \mathbf{v} 投影到合法通信信道的正交空间中，即 \mathbf{v} 对应的预编码矩阵为 \mathbf{h}_k , $\forall k$ 的正交空间 \mathbf{H}_n 。因此，基站的发射信号为

$$\mathbf{x}_m = \mathbf{F}\mathbf{s}_m + \mathbf{H}_n\mathbf{v} \quad (3.4)$$

合法用户和窃听者的接收信号分别为

$$r_{m,k}^b = \mathbf{h}_k^H \mathbf{W} \mathbf{s}_m + n_{m,k} \quad (3.5a)$$

$$r_{m,e}^b = \mathbf{h}_e^H \mathbf{W} \mathbf{s}_m + \mathbf{h}_e^H \mathbf{H}_n \mathbf{v} + n_{m,e} \quad (3.5b)$$

由于 $\mathbf{h}_k^H \mathbf{H}_n \mathbf{v} = 0, \forall k$ ，所以人工噪声 \mathbf{v} 不对合法用户的信息传输产生影响，而对窃听者造成额外的随机干扰。一般情况下，基站需要大量能量产生人工噪声，从而保证对窃听者有效的干扰。传统线性预编码设计均旨在消除合法用户之间的多用户干扰以及人工噪声对合法用户的干扰，因此基站需要消耗较多的能量来保证系统的安全通信性能。

综上所述，传统线性预编码的安全通信设计均旨在最大化安全速率/SINR 等基于发送符号二阶统计量的性能指标，通过消除多用户干扰以及人工噪声对合法通信的干扰来保证合法用户的通信质量，因此基站需要消耗较多的能量产生人工噪声来保证系统的安全通信性能。为了保证系统在能量有限场景下的安全通信性能，本章提出基于符号级预编码的安全通信设计方案，通过利用多数据流之间的内在干扰来提升合法通信质量，并充分利用符号级预编码的符号域/时域自由度保证系统的安全通信性能。

3.3 系统模型描述与设计目标

当发送符号向量 \mathbf{s}_m 时，基站发射对应的符号级预编码信号 \mathbf{x}_m ，而不是传统块级预编码调制的信号 $\mathbf{F}\mathbf{s}_m$ 。此时，Bob_k 和 Eve 的接收信号为

$$r_{m,k} = \mathbf{h}_k^H \mathbf{x}_m + n_{m,k} \quad (3.6a)$$

$$r_{e,m} = \mathbf{h}_e^H \mathbf{x}_m + n_{m,e} \quad (3.6b)$$

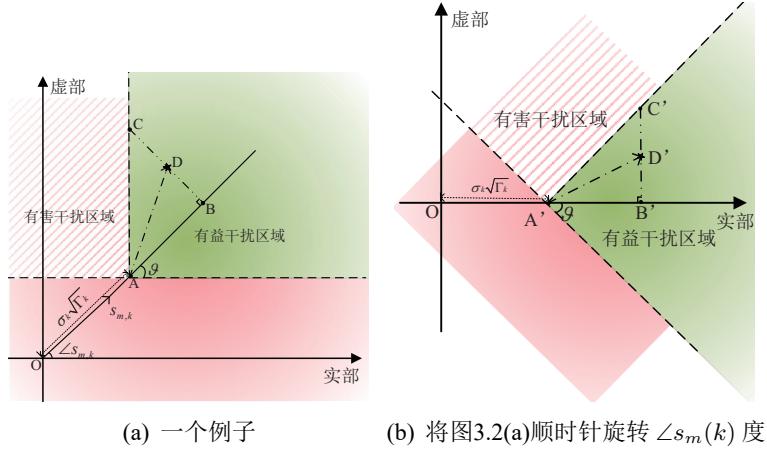


图 3.2 QPSK 信号的有益和有害干扰区域

Fig. 3.2 Constructive and destructive regions for QPSK symbols

发射信号 \mathbf{x}_m 的功率为 $p_m = \|\mathbf{x}_m\|^2$ 。定义发射预编码矩阵为 $\mathbf{X} \triangleq [\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \dots, \mathbf{x}_{\Omega^K}]$, 基站的平均发射功率计算为

$$p_{\text{ave}} = \frac{\|\mathbf{X}\|_F^2}{\Omega^K} \quad (3.7)$$

根据绪论中的描述, 保证合法用户通信质量的限制条件为

$$[\Re\{\mathbf{h}_k^H \mathbf{x}_m e^{-j\angle s_{m,k}}\} - \sigma_k \sqrt{\Gamma_k}] \sin \vartheta \geq |\Im\{\mathbf{h}_k^H \mathbf{x}_m e^{-j\angle s_{m,k}}\}| \cos \vartheta, \quad \forall k, \forall m \quad (3.8)$$

接下来将具体介绍符号级预编码系统中保证安全通信的方案及其相应的性能约束。

在介绍本章所提的安全通信方案之前, 先分析一下现有方案的缺点。现有基于符号级预编码的安全通信方案^[48] 使用与合法用户通信相似的符号检测方法, 命名为基于“有害干扰”的安全通信方案。该方案的核心思想是将 Eve 的接收信号推离相应的“有益干扰”区域, 即位于图3.2中的红色区域。定义 Eve 的无噪声接收信号为 $\tilde{r}_{e,m} = \mathbf{h}_e^H \mathbf{x}_m, \forall m$ 和信噪比为 Γ_e , 则图中 $\overrightarrow{A'D'}$ 表示为

$$\overrightarrow{A'D'} = \tilde{r}_{e,m} e^{-j\angle s_{m,1}} - \sigma_e \sqrt{\Gamma_e} \quad (3.9)$$

式中 $k = 1$ 是因为本章设 Eve 窃听 Bob₁ 的保密信息。从图3.2中看出, 位于“有害干扰”区域的无噪声接收信号将满足以下两个条件之一

$$\angle \overrightarrow{A'D'} \geq \vartheta, \quad \text{若 } \Im\{\overrightarrow{A'D'}\} > 0 \quad (3.10a)$$

$$\angle \overrightarrow{A'D'} \leq -\vartheta, \quad \text{若 } \Im\{\overrightarrow{A'D'}\} < 0 \quad (3.10b)$$

根据图3.2(b)中的几何关系, 上式也可以表示为 $\angle \overrightarrow{A'D'} \in (\vartheta, \pi] \cup [-\pi, -\vartheta]$ 。为了干扰 Eve 对 Bob_1 保密信息的解码, 文献[48]提出将 Eve 的接收信号推离其对应的有益干扰区域。但是, 该工作假设 Eve 的符号解调方式与合法用户相同, 而且只利用一部分有害干扰区域, 即图3.2中的阴影区域, 其对应 $\vartheta \leq \angle \overrightarrow{A'D'} \leq \pi - \vartheta$ 。如图3.2(a)所示, 红色的阴影区域由两条射线组成, 可以由以下不等式来进行描述

$$-\Im \left\{ \mathbf{h}_e^H \mathbf{x}_m e^{-j\angle s_{m,1}} \right\} \cos \vartheta \leq (\Re \left\{ \mathbf{h}_e^H \mathbf{x}_m e^{-j\angle s_{m,1}} \right\} - \sigma_e \sqrt{\Gamma_e}) \sin \vartheta, \quad \forall m \quad (3.11a)$$

$$\Im \left\{ \mathbf{h}_e^H \mathbf{x}_m e^{-j\angle s_{m,1}} \right\} \cos \vartheta \geq (\Re \left\{ \mathbf{h}_e^H \mathbf{x}_m e^{-j\angle s_{m,1}} \right\} - \sigma_e \sqrt{\Gamma_e}) \sin \vartheta, \quad \forall m \quad (3.11b)$$

可以观察到, 将红色阴影区域顺时针旋转 $\pi/2$ 度即为绿色的有益干扰区域。因此, 式(3.11)中的安全通信限制条件可以整理为

$$[\Re \left\{ \mathbf{h}_e^H \mathbf{x}_m e^{-j(\angle s_{m,1} + \pi/2)} \right\} - \sigma_e \sqrt{\Gamma_e}] \sin \vartheta \geq |\Im \left\{ \mathbf{h}_e^H \mathbf{x}_m e^{-j(\angle s_{m,1} + \pi/2)} \right\}| \cos \vartheta, \quad \forall m \quad (3.12)$$

显然, 由于式(3.12)没有利用整个有害干扰区域, 该限制条件并不能保证最优的安全通信性能。更为重要的是, 该方案假设窃听者和合法用户使用一样的符号检测方法, 所以只是简单地将 Eve 的接收信号推出对应的有益干扰区域。这种方法在遇到智能窃听者时将存在严重的安全缺陷, 比如 Eve 使用盲检测或最大似然检测等方法对接收信号进行分类和解码。为了直观验证这一论断, 图3.3展示了 Bob_1 和 Eve 的无噪声接收信号, 其中四种不同颜色的点代表发送的四种 QPSK 符号。从图3.3中可以清楚地看到, Eve 的接收信号本质上只是 Bob_1 接收信号的旋转和缩放版本。因此, Eve 可以很容易地将这些信号分成四类然后检测出具体的保密信息。出现这种保密信息泄露现象是不合理的基于有害干扰区域的安全通信限制条件(3.12)造成的。通过对比发现该条件与合法用户通信质量的限制条件(3.8)十分相似, 具体来说, 将合法用户的有益干扰区域逆时针旋转 $\pi/2$ 然后缩放 Γ_e 就可以得到有害干扰区域。因此, 使用盲检测方法可以很容易解码出保密信息。综上所述, 简单地将 Eve 的接收信号推离对应有益干扰区域的方案将很难保证系统的安全通信性能。为了提升系统的安全通信性能, 接下来将介绍本章所提的基于欧氏距离的安全性能指标以及相应的符号级预编码方案。

本章的设计目标是利用 MUI 来同时提升合法用户通信质量和干扰潜在窃听。考虑到使用针对块级预编码方案的保密速率衡量符号级预编码系统的安全性是不切实际的, 本章尝试从更加实用的角度出发推导一个新的保密通信衡量标准。众所周知, 无论发送符号采用何种调制方式, 接收信号与其对应判决门限的欧氏距离决定了符号信息检测的性能, 即决定误码率的大小。因此, 本章尝试使用欧氏距离作为衡量干扰 Eve 窃听性能的

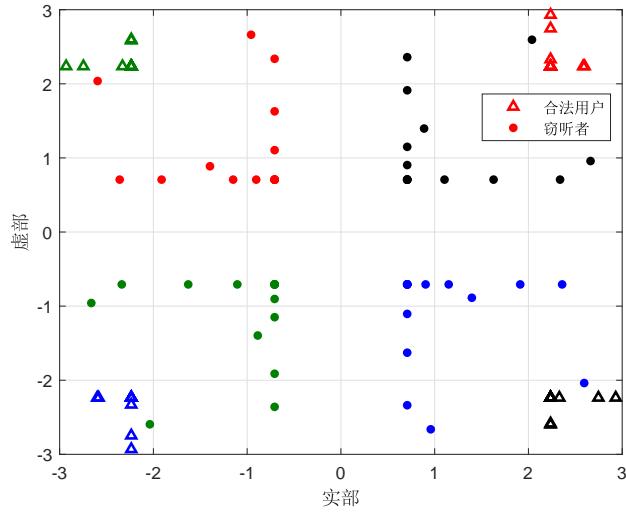


图 3.3 合法用户和窃听者的无噪声接收信号
Fig. 3.3 Received noise-free signals at the legitimate user and the eavesdropper

标准。设 $p_{i,m}$ 是发送 Ω -PSK 第 i 个符号时的接收信号, $i = 1, 2, \dots, \Omega$, $m = 1, 2, \dots, \Omega^{K-1}$ 。那么, 接收端的误码率为

$$\text{SER} = \frac{1}{\Omega^K} \sum_{i=1}^{\Omega} \sum_{j=1, j \neq i}^{\Omega} \sum_{m=1}^{\Omega^{K-1}} \sum_{n=1}^{\Omega^{K-1}} \Pr\{p_{i,m} \rightarrow p_{j,n}\} \quad (3.13)$$

式中, $\Pr\{p_{i,m} \rightarrow p_{j,n}\}$ 表示将 $p_{i,m}$ 误判为 $p_{j,n}$ 的概率。当无法获得接收端具体的判决门限时, 影响 $\Pr\{p_{i,m} \rightarrow p_{j,n}\}$ 大小的根本因素是 $p_{i,m}$ 和 $p_{j,n}$ 之间的欧氏距离。简单地说, $p_{i,m}$ 和 $p_{j,n}$ 之间的欧氏距离越小, $\Pr\{p_{i,m} \rightarrow p_{j,n}\}$ 的值越大, Eve 的误码率也会越大。受此启发, 本章尝试通过符号级预编码设计来减小任意两个发送符号对应接收信号之间的欧氏距离, 以此来迷惑窃听用户。依然以图3.3中的 QPSK 信号为例, 对于某个给定的红色圆点符号, 本章将通过优化设计减小其与其它任意颜色点之间的距离。接下来, 根据窃听信道信息的三种情况分别进行问题建模和安全通信设计。

3.4 窃听信道已知情况下的安全通信设计

本节考虑基站可以获得合法用户和窃听者 CSI 的场景, 这在很多情况下都有效。例如, Eve 本身也是一个活跃用户, 需要基站对其提供其他类型的服务, 因此主动配合基站进行信道估计。在这种场景中, 基站根据获得的 CSI 优化设计符号级预编码, 以此在保证合法用户通信的同时避免相关保密信息被 Eve 解调出来。

3.4.1 问题建模

为了准确地表示 Eve 接收到不同码元符号对应信号之间的欧式距离, 定义发射端发送的符号矩阵为 $\mathbf{S} \triangleq [\mathbf{s}_1, \mathbf{s}_2, \dots, \mathbf{s}_m, \dots, \mathbf{s}_{4^K}]$, Bob_k 的无噪声接收信号向量为 $\tilde{\mathbf{r}}_k \triangleq [\tilde{r}_{k,1}, \tilde{r}_{k,2}, \dots, \tilde{r}_{k,4^K}]$, Eve 的无噪声接收信号向量为 $\tilde{\mathbf{r}}_e \triangleq [\tilde{r}_{e,1}, \tilde{r}_{e,2}, \dots, \tilde{r}_{e,4^K}]$, 式中 $\tilde{r}_{e,m} = \mathbf{h}_e^H \mathbf{x}_m$ 。为了能按顺序表示出这 4^K 种符号信息, 用 m_k 表示发送给 Bob_k 的符号信息。对于 QPSK 符号来说, 可以用 2 位二进制数来表示每个用户不同的符号信息。比如, $m_k = 00$ 表示 $s_{m,k} = e^{j\pi/4}$, $m_k = 01$ 表示 $s_{m,k} = e^{j3\pi/4}$, $m_k = 10$ 表示 $s_{m,k} = e^{j5\pi/4}$, $m_k = 11$ 表示 $s_{m,k} = e^{j7\pi/4}$ 。然后, 按照用户的排列顺序将这些 2 位的二进制数排列起来。以 $K = 3$ 个用户为例, 当 $m = 000110$ 时, 发送的符号信息向量为 $\mathbf{s}_7 = [e^{j\pi/4} \ e^{j3\pi/4} \ e^{j5\pi/4}]^T$ 。按照这种方法, Eve 的接收信号可以按照它想要窃听的 Bob_1 的符号信息分为四种, 其中 $s_{m,1} = e^{j\pi/4}$ 对应的接收信号是 $\tilde{r}_{e,1} \sim \tilde{r}_{e,16}$, $s_{m,1} = e^{j3\pi/4}$ 对应的接收信号是 $\tilde{r}_{e,17} \sim \tilde{r}_{e,32}$, $s_{m,1} = e^{j5\pi/4}$ 对应的接收信号是 $\tilde{r}_{e,33} \sim \tilde{r}_{e,48}$, $s_{m,1} = e^{j7\pi/4}$ 对应的接收信号是 $\tilde{r}_{e,49} \sim \tilde{r}_{e,64}$ 。具体表示为

$$\begin{aligned} s_{m,1} &= e^{j\frac{\pi}{4}} & s_{m,1} &= e^{j\frac{3\pi}{4}} & s_{m,1} &= e^{j\frac{5\pi}{4}} & s_{m,1} &= e^{j\frac{7\pi}{4}} \\ \underbrace{[\tilde{r}_{e,1}, \tilde{r}_{e,2}, \dots, \tilde{r}_{e,16}], \underbrace{\tilde{r}_{e,17}, \tilde{r}_{e,18}, \dots, \tilde{r}_{e,32}], \underbrace{\tilde{r}_{e,33}, \tilde{r}_{e,34}, \dots, \tilde{r}_{e,48}], \underbrace{\tilde{r}_{e,49}, \tilde{r}_{e,50}, \dots, \tilde{r}_{e,64}]}_{(3.14)} \end{aligned}$$

为了表示不同发送符号对应接收信号之间的欧式距离, 本节引入一个辅助矩阵 $\mathbf{T} = [\mathbf{t}_1, \mathbf{t}_2, \dots, \mathbf{t}_Q] \in \{0, \pm 1\}^{\Omega^K \times Q}$, 式中 $Q = \frac{\Omega(\Omega-1)}{2} \times \Omega^{2K-2}$ 是需要计算的欧式距离总数, 而且辅助矩阵的每一列满足 $\|\mathbf{t}_j\|_0 = 2$, $j = 1, 2, \dots, Q$ 。借助于矩阵 \mathbf{T} , $\tilde{r}_{e,1}$ 和 $\tilde{r}_{e,17}$ 之间的距离表示为

$$|\tilde{r}_{e,1} - \tilde{r}_{e,17}| = \tilde{\mathbf{r}}_e \mathbf{t}_1 \quad (3.15a)$$

$$\begin{aligned} &\Omega^{K-1} \text{ 个} & \Omega^{K-1} \text{ 个} & \Omega^{K-1} \text{ 个} & \Omega^{K-1} \text{ 个} \\ \mathbf{t}_1 &= [\overbrace{1, 0, \dots, 0}^{\Omega^{K-1} \text{ 个}}, \overbrace{-1, 0, \dots, 0}^{\Omega^{K-1} \text{ 个}}, \overbrace{0, 0, \dots, 0}^{\Omega^{K-1} \text{ 个}}, \overbrace{0, 0, \dots, 0}^{\Omega^{K-1} \text{ 个}}]^T \quad (3.15b) \end{aligned}$$

矩阵 \mathbf{T} 的其它列具有类似的形式。利用矩阵 \mathbf{T} 将 Eve 的无噪声接收信号之间的欧式距离表示为

$$d_j = |\mathbf{h}_e^H \mathbf{X} \mathbf{T}(:, j)|, \quad j = 1, 2, \dots, Q \quad (3.16)$$

当欧式距离 d_j , $\forall j$ 越小时, Eve 的无噪声接收信号就会越密集, 这样就会使其符号检测能力大大下降。因此, 本节提出限制 d_j 的大小来保证安全通信, 即

$$|\mathbf{h}_e^H \mathbf{X} \mathbf{T}(:, j)| \leq \varepsilon, \quad \forall j \quad (3.17)$$

式中 ε 是最大的安全距离门限。基于以上描述，本章旨在同时满足合法用户通信质量限制条件 (3.8) 和保证安全通信 (3.17)，通过联合设计符号级预编码矩阵 \mathbf{X} 来最小化总发射功率。因此，所研究的优化问题建模为

$$\min_{\mathbf{X}} \|\mathbf{X}\|_F^2 \quad (3.18a)$$

$$\text{s.t. } |\mathbf{h}_e^H \mathbf{X} \mathbf{T}(:, j)| \leq \varepsilon, \forall j \quad (3.18b)$$

$$[\Re\{\mathbf{h}_k^H \mathbf{x}_m e^{-j\angle s_{m,k}}\} - \sigma_k \sqrt{\Gamma_k}] \sin \vartheta \geq |\Im\{\mathbf{h}_k^H \mathbf{x}_m e^{-j\angle s_{m,k}}\}| \cos \vartheta, \forall k, \forall m \quad (3.18c)$$

可以看出这是一个凸问题，能够使用凸优化工具进行求解，比如 CVX^[86]。但是，由于所要优化的变量维度为 $N_t \times 4^K$ ，且该问题有 Q 个二次锥 (Second-Order Cone, SOC) 条件和 $2K$ 个线性不等式 (Linear Matrix Inequality, LMI) 条件，由 CVX 求解的复杂度为 $\mathcal{O}\{\ln(1/\xi)\sqrt{2K + 12 \times 4^{2K-2} N_t 4^K (2K + 2K N_t 4^K + 6N_t^2 4^{4K-2} + N_t^2 4^{2K})}\}$ ，式中 ξ 是判断收敛的门限。可以看到，直接使用 CVX 进行求解的复杂度是非常高的，尤其是当天线数和用户数比较大的时候更加难以承受。因此，下一节将提出一个低复杂度的次优解算法，促进所提安全通信方案在实际通信系统中的应用。

3.4.2 低复杂度优化算法

本节对问题 (3.18) 进行转化然后使用低复杂度的算法进行求解。首先，将原问题分解成 4^K 个子问题，其中第 m 个子问题优化设计 \mathbf{x}_m ，使其在保证合法用户通信质量的同时限制相关信号的欧氏距离来保证安全性。和原问题不同的是，由于预编码矩阵中的每个向量是单独进行设计的， Q 个欧式距离也是分开依次进行限制的。当优化第 m 个预编码向量时，需要考虑 $\tilde{r}_{e,m}$ 和前面 $(m-1)$ 个已经确定信号之间的距离，共 $J_m = \lceil \frac{m}{4^{K-1}} \rceil \times 4^{K-1}$ 个欧式距离相关的限制条件。因此，第 m 个子问题表示为

$$\min_{\mathbf{x}_m} \|\mathbf{x}_m\|^2 \quad (3.19a)$$

$$\text{s.t. } |\mathbf{h}_e^H \mathbf{x}_m - r_{e,j}| \leq \varepsilon, j = 1, 2, \dots, J_m \quad (3.19b)$$

$$[\Re\{\mathbf{h}_k^H \mathbf{x}_m e^{-j\angle s_{m,k}}\} - \sigma_k \sqrt{\Gamma_k}] \sin \vartheta \geq |\Im\{\mathbf{h}_k^H \mathbf{x}_m e^{-j\angle s_{m,k}}\}| \cos \vartheta, \forall k \quad (3.19c)$$

式中， $r_{e,j}, j = 1, 2, \dots, J_m$ 是前面已经设计过的预编码向量对应的接收信号。该问题仍然是一个凸问题，可以由 CVX 工具包进行求解。考虑到使用 CVX 求解该问题的计算复杂度为 $\mathcal{O}\{\ln(1/\xi)\sqrt{2K + 2J_m} N_t (2K + 2K N_t + N_t^2 J_m + N_t^2)\}$ 。为了进一步降低复杂度，本文将借助拉格朗日对偶函数来进行求解。首先定义实值变量 $\bar{\mathbf{x}}_m \triangleq [\Re\{\mathbf{x}_m\}^T, \Im\{\mathbf{x}_m\}^T]^T$ ， $\bar{\mathbf{h}}_e \triangleq [\Re\{\mathbf{h}_e\}^T, \Im\{\mathbf{h}_e\}^T]^T$ ， $\tilde{\mathbf{h}}_k \triangleq \mathbf{h}_k e^{j\angle s_{m,k}}$ ， $\bar{\mathbf{h}}_k \triangleq [\Re\{\tilde{\mathbf{h}}_k\}^T, \Im\{\tilde{\mathbf{h}}_k\}^T]^T$ ， $r_{e,j}^{\Re} \triangleq \Re\{r_{e,j}\}$ ，

$r_{e,j}^{\mathfrak{I}} \triangleq \Im\{r_{e,j}\}$, 以及

$$\Delta_1 \triangleq \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{N_t \times N_t} & \mathbf{0}_{N_t \times N_t} \\ \mathbf{0}_{N_t \times N_t} & -\mathbf{I}_{N_t \times N_t} \end{bmatrix}, \quad \Delta_2 \triangleq \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{N_t \times N_t} & \mathbf{I}_{N_t \times N_t} \\ \mathbf{I}_{N_t \times N_t} & \mathbf{0}_{N_t \times N_t} \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

将问题 (3.19) 整理为如下的实数形式

$$\min_{\bar{\mathbf{x}}_m} \|\bar{\mathbf{x}}_m\|^2 \quad (3.21a)$$

$$\text{s.t. } \left\| \bar{\mathbf{h}}_e^T \Delta_1 \bar{\mathbf{x}}_m - r_{e,j}^{\mathfrak{R}} \right\|^2 \leq \varepsilon^2, \quad j = 1, 2, \dots, J_m \quad (3.21b)$$

$$\left(\bar{\mathbf{h}}_k^T \Delta_1 \bar{\mathbf{x}}_m - \sigma_k \sqrt{\Gamma_k} \right) \sin \vartheta - \bar{\mathbf{h}}_k^T \Delta_2 \bar{\mathbf{x}}_m \cos \vartheta \geq 0, \quad \forall k \quad (3.21c)$$

$$\left(\bar{\mathbf{h}}_k^T \Delta_1 \bar{\mathbf{x}}_m - \sigma_k \sqrt{\Gamma_k} \right) \sin \vartheta + \bar{\mathbf{h}}_k^T \Delta_2 \bar{\mathbf{x}}_m \cos \vartheta \geq 0, \quad \forall k \quad (3.21d)$$

进一步地, 通过定义以下变量

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{H}} &\triangleq [\bar{\mathbf{h}}_1, \dots, \bar{\mathbf{h}}_K]^T, \quad \mathbf{B} \triangleq \Delta_1^T \bar{\mathbf{h}}_e \bar{\mathbf{h}}_e^T \Delta_1 + \Delta_2^T \bar{\mathbf{h}}_e \bar{\mathbf{h}}_e^T \Delta_2, \quad \mathbf{d}_j^T \triangleq r_{e,j}^{\mathfrak{R}} \bar{\mathbf{h}}_e^T \Delta_1 + r_{e,j}^{\mathfrak{I}} \bar{\mathbf{h}}_e^T \Delta_2 \\ \mathbf{c} &\triangleq [\sigma_1 \sqrt{\Gamma_1}, \sigma_2 \sqrt{\Gamma_2}, \dots, \sigma_K \sqrt{\Gamma_K}, \sigma_1 \sqrt{\Gamma_1}, \sigma_2 \sqrt{\Gamma_2}, \dots, \sigma_K \sqrt{\Gamma_K}]^T \\ \mathbf{A} &\triangleq \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{H}}(\Delta_1 \tan \vartheta - \Delta_2) \\ \bar{\mathbf{H}}(\Delta_1 \tan \vartheta + \Delta_2) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.22)$$

问题 (3.21) 可以整理为如下更简洁的形式

$$\min_{\bar{\mathbf{x}}_m} \|\bar{\mathbf{x}}_m\|^2 \quad (3.23a)$$

$$\text{s.t. } \bar{\mathbf{x}}_m^T \mathbf{B} \bar{\mathbf{x}}_m - 2\mathbf{d}_j^T \bar{\mathbf{x}}_m + |r_{e,j}|^2 \leq \varepsilon^2, \quad j = 1, 2, \dots, J_m \quad (3.23b)$$

$$\mathbf{A} \bar{\mathbf{x}}_m - \mathbf{c} \succeq \mathbf{0} \quad (3.23c)$$

随后, 该问题的拉格朗日对偶函数表示为

$$\mathcal{L}(\bar{\mathbf{x}}_m, \lambda_k, \mu_j) = \|\bar{\mathbf{x}}_m\|^2 + \boldsymbol{\lambda}^T (\mathbf{c} - \mathbf{A} \bar{\mathbf{x}}_m) + \sum_{j=1}^{J_m} \mu_j (\bar{\mathbf{x}}_m^T \mathbf{B} \bar{\mathbf{x}}_m - 2\mathbf{d}_j^T \bar{\mathbf{x}}_m + |r_{e,j}|^2 - \varepsilon^2) \quad (3.24)$$

式中, $\boldsymbol{\lambda}_{2K \times 1} \succeq \mathbf{0}$ 和 $\mu_j \geq 0$, $j = 1, 2, \dots, J_m$ 是拉格朗日对偶变量。令 $\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \bar{\mathbf{x}}_m} = \mathbf{0}_{2N_t \times 1}$, 可以求得最优解 $\bar{\mathbf{x}}_m^*$ 为

$$\bar{\mathbf{x}}_m^* = \left(\mathbf{I} + \sum_{j=1}^{J_m} \mu_j \mathbf{B} \right)^{-1} \left(\frac{\boldsymbol{\lambda}^T \boldsymbol{\lambda}}{2} + \sum_{j=1}^{J_m} \mu_j \mathbf{d}_j \right) \quad (3.25)$$

将最优解 (3.25) 带入拉格朗日对偶问题 (3.24), 化简得

$$\begin{aligned} \min_{\lambda, \mu_j} \quad & f(\boldsymbol{\lambda}, \mu_j) = \left(\frac{\boldsymbol{\lambda}^T \mathbf{A}}{2} + \sum_{j=1}^{J_m} \mu_j \mathbf{d}_j^T \right) \left(\mathbf{I} + \sum_{j=1}^{J_m} \mu_j \mathbf{B} \right)^{-1} \left(\frac{\mathbf{A}^T \boldsymbol{\lambda}}{2} + \sum_{j=1}^{J_m} \mu_j \mathbf{d}_j \right) \\ & - \boldsymbol{\lambda}^T \mathbf{c} - \sum_{j=1}^{J_m} (\mu_j |r_{e,j}|^2 + \mu_j \varepsilon^2) \end{aligned} \quad (3.26a)$$

$$\text{s.t.} \quad \boldsymbol{\lambda} \succeq \mathbf{0}, \mu_j \geq 0, \quad j = 1, 2, \dots, J_m \quad (3.26b)$$

通过观察发现, 该问题的目标函数十分复杂, 而约束条件只是简单地限制优化变量非负。因此, 为了避免使用较高复杂度的含约束优化算法, 本章通过对高效的无约束优化算法稍加修改来求解该问题。由于难以求得目标函数偏导数的表达式, 无法使用基于一阶或二阶偏导数的无约束优化算法求解该问题。因此, 本章将使用 Hooke-Jeeves 模式搜索算法^[11] 来迭代搜索最优解。该算法不需要计算目标函数的导数, 通过迭代搜索的方法来寻找目标的最小值。基于迭代思想的 Hooke-Jeeves 算法可以概括为两个步骤: 第一步是以一定的步长依次沿着解空间的所有维度移动, 来检测最有利的下降方向; 第二步是以一定步长沿着上一步搜索获得的方向加速, 直到性能无法提高, 然后在下一次迭代中将步长减少到原来的一半, 并重复这个过程直到收敛。具体的算法流程总结在表3.1中, 其中 $\boldsymbol{\lambda}_x \triangleq [\boldsymbol{\lambda}^T, \mu_1, \mu_2, \dots, \mu_{J_m}]^T$ 表示问题 (3.26) 的优化变量, $f(\boldsymbol{\lambda}_x)$ 为相应的目标函数, N_{\max} 代表最大迭代次数, d_{th} 表示收敛判决门限, $\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2, \dots, \mathbf{u}_{J_m+2K}$ 为变量 $\boldsymbol{\lambda}_x$ 在各个维度上的单位向量。

求得问题 (3.26) 的解 $\boldsymbol{\lambda}_x^*$ 之后, 将其带入 (3.25) 就可以求得所要设计的向量 $\bar{\mathbf{x}}_m^*$ 。最后, 预编码向量 \mathbf{x}_m 重构为

$$\mathbf{x}_m = \bar{\mathbf{x}}_m (1 : N_t) + j \bar{\mathbf{x}}_m (N_t + 1 : 2N_t) \quad (3.27)$$

按照上述方法依次迭代求解每一个 \mathbf{x}_m 直到 Ω^K 个预编码向量全部求出。

3.4.3 算法总结与分析

综上所述, 为了依次获得每个符号级预编码向量, 首先使用表3.1中的算法求解对偶问题 (3.26) 的最优解 $\boldsymbol{\lambda}_x^*$, 然后根据式 (3.25) 计算原始问题最优解 $\bar{\mathbf{x}}_m^*$, 最后将其恢复为复数形式 \mathbf{x}_m 。相关算法总结在表3.2中。

最后, 简要分析一下所提算法的计算复杂度。在求解第 m 个预编码时, 首先使用表3.1中的算法获得 $\boldsymbol{\lambda}_x^*$, 其最大迭代次数为 N_{\max} 。在每一次迭代过程中, 需要计算

表 3.1 Hooke-Jeeves 模式搜索算法
Tab. 3.1 Hooke-Jeeves pattern search method to solve (3.26)

Hooke-Jeeves 模式搜索算法	
输入:	$\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{c}, \mathbf{d}, r_{e,1}, r_{e,2}, \dots, r_{e,J_m}, \varepsilon, N_{\max}, d_{\text{th}}, \mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2, \dots, \mathbf{u}_{J_m+2K}$
输出:	λ_x^*
1:	初始化 $\lambda_x^1 \geq 0, \lambda_y^1 = \lambda_x^1, d = 1, n = 1$
2:	while $n \leq N_{\max}$ 和 $d \geq d_{\text{th}}$ do
3:	for $i = 1 : J_m + 2K$ do
4:	if $f(\lambda_y^i + d\mathbf{u}_i) < f(\lambda_y^i)$ then
5:	$\lambda_y^{i+1} = \max\{0, \lambda_y^i + d\mathbf{u}_i\}$, 转到步骤 3
6:	end if
7:	if $f(\lambda_y^i + d\mathbf{u}_i) > f(\lambda_y^i)$ then
8:	$\lambda_y^{i+1} = \max\{0, \lambda_y^i - d\mathbf{u}_i\}$, 转到步骤 3
9:	end if
10:	end for
11:	if $f(\lambda_y^{J_m+2K+1}) \geq f(\lambda_x^n)$ then
12:	转到步骤 18
13:	else
14:	$\lambda_x^{n+1} = \lambda_y^{J_m+2K+1}$
15:	$\lambda_y^1 = \max\{0, \lambda_x^{n+1} + d(\lambda_x^{n+1} - \lambda_x^n)\}$
16:	$n := n + 1$, 回到步骤 3
17:	end if
18:	if $d > d_{\text{th}}$ then
19:	$d = d/2, \lambda_y^1 = \lambda_x^n, \lambda_x^{n+1} = \lambda_x^n$
20:	$n := n + 1$, 回到步骤 3
21:	end if
22:	end while
23:	$\lambda_x^* = \lambda_x^n$

表 3.2 求解问题 (3.18) 的高效算法
Tab. 3.2 Efficient algorithm to solve the precoder problem (3.18)

求解问题 (3.18) 的高效算法	
输入:	$\mathbf{h}_e, \mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2, \dots, \mathbf{h}_K, \mathbf{S}, \mathbf{T}, \varepsilon, \sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_K, \Gamma_1, \Gamma_2, \dots, \Gamma_K, \vartheta$
输出:	\mathbf{X}
1:	for $m = 1 : 4^K$ do
2:	利用算法3.1求解 λ_x^*
3:	根据 (3.25) 计算 $\bar{\mathbf{x}}_m^*$
4:	根据 (3.27) 获得 \mathbf{x}_m
5:	end for

$f(\lambda_y^i + d\mathbf{u}_i)$ 共 $2(J_m + 2K)$ 次, 其计算复杂度为 $\mathcal{O}\{2(J_m + 2K)(4N_t^2 J_m + 8N_t^3)\}$ 。计算式 (3.25) 和 (3.27) 的复杂度分别为 $\mathcal{O}\{4N_t^2 J_m + 8N_t^3\}$ 和 $\mathcal{O}\{N_t\}$ 。因此, 求解 \mathbf{x}_m 所需要

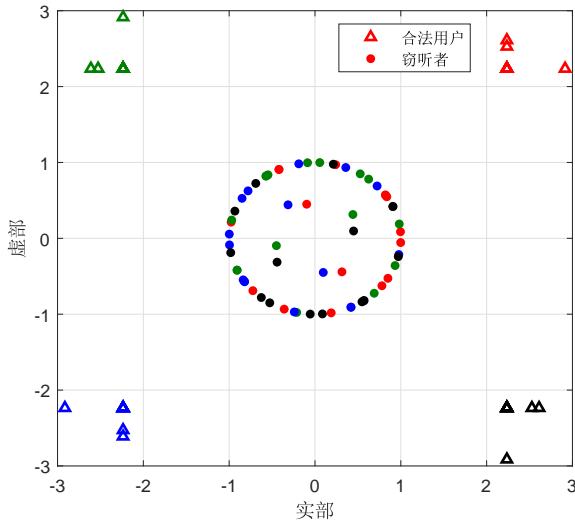


图 3.4 合法用户和窃听者的无噪声接收信号
Fig. 3.4 Received noise-free signals at the legitimate user and the eavesdropper

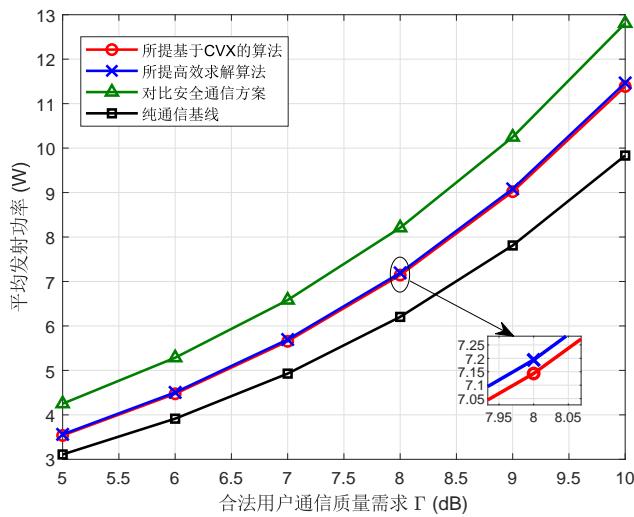
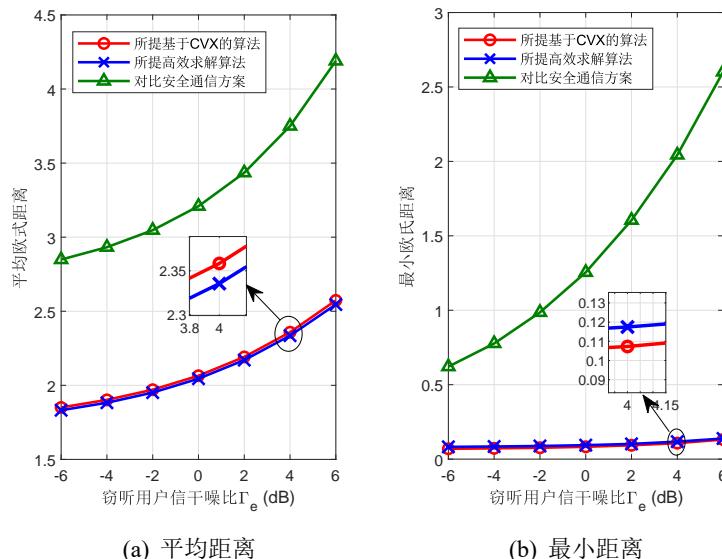
的总复杂度为 $C_m = \mathcal{O}\{2N_{\max}(J_m + 2K + 1)(4N_t^2 J_m + 8N_t^3)\}$, 进而获得符号级预编码矩阵 \mathbf{X} 的复杂度为 $\sum_{m=1}^{4^K} C_m = \mathcal{O}\{N_{\max} N_t^2 \times 4^{3K}\}$ 。下一小节将展示算法的实际运行时间, 以进一步直观地验证所提算法的有效性。

3.4.4 仿真结果与讨论

本小节通过仿真结果展示所提符号级预编码方案的安全通信性能。不失一般性地, 设 $\sigma_e = \sigma_k = 1$, $\forall k$, $\Gamma_k = \Gamma$, $\forall k$ 。基站配备有 $N_t = 6$ 根天线, 使用 QPSK 符号, 服务 $K = 3$ 个合法用户, 且基站与用户之间的信道为瑞利信道。

图3.4展示了合法用户和窃听者的无噪声接收信号样例, 其中四种不同的颜色代表四个QPSK符号, 三角形的点和圆点分别代表合法用户的接收信号和窃听者的接收信号。可以观察到, 合法用户的接收信号呈现出与发射端类似的QPSK形式, 而窃听者的接收信号混合在一起, 且任意两个接收信号之间的距离都小于 $\varepsilon = 2$ 。由于窃听者接收不同码元对应的信号分布非常随机并且混淆在一起, 没有表现出任何能利用的特殊模式, 即使采用先进的盲检测器/分类器也很难对接收信号进行分类和符号检测, 因此通信系统的安全性可以得到保证。

图3.5展示了平均发射功率与合法用户通信质量需求 Γ 的关系图。为了验证所提方案的有效性, 图中也展示了文献[48]所提的安全预编码方法(记为“对比安全通信方案”)和文献[20]中不考虑安全性的纯通信符号级预编码方法(记为“纯通信基线”)。由于对

图 3.5 平均发射功率与通信质量需求 Γ 关系图Fig. 3.5 Average transmit power versus the QoS requirement of Bobs Γ 

(a) 平均距离

(b) 最小距离

图 3.6 欧氏距离与窃听信干噪比 Γ_e 关系图Fig. 3.6 Euclidean distance versus Γ_e

比安全通信方案评估安全性能的指标是窃听者的信干噪比，而本章的设计指标是接收信号之间的欧式距离，所以需要构建一个公平的仿真场景进行比较。设窃听用户的 SINR 要求为-5dB。首先利用对比安全通信方案的解计算出窃听者不同发送符号对应的接收信

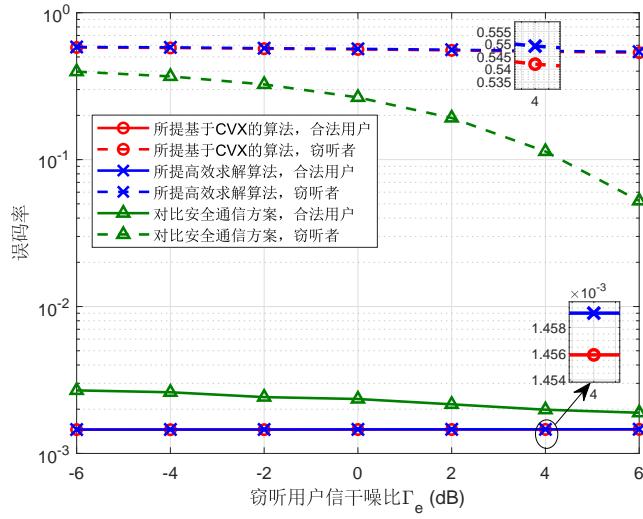


图 3.7 误码率与窃听信干噪比关系图

Fig. 3.7 SER versus Γ_e

号之间的平均欧氏距离，然后在这个平均距离的约束条件下利用所提方案进行安全预编码设计。从图3.5可以看到，纯通信方案由于完全没有考虑安全问题，所以需要的发射功率最少。此外，由于对比方案需要将接收信号推出相应的有益干扰区域，所以需要比所提方案消耗更多的发射功率。与此同时，所提高效求解算法的性能与基于 CVX 的算法性能几乎相同。这些结果验证了所提安全通信方案及对应低复杂度优化算法的有效性。

图3.6展示了窃听者接收不同发送符号的平均和最小欧氏距离与窃听信干噪比的关系。可以看到，信号之间的距离随着 Eve 的 SINR 增大而增大，这意味着 Eve 的接收信号更加分散，也将更有利 Eve 对其进行解调。此外，可以观察到所提算法与其它方法之间存在明显的性能差距。由于欧氏距离决定 Eve 对符号信息检测的难度，可以得出结论，所提方法对防止 Eve 窃听、保证安全通信带来了明显的性能提升。

为了进一步直观地展示系统的安全性能，图3.7中绘制了合法用户和窃听者的误码率随着窃听者信干噪比 Γ_e 的变化曲线。本章假设 Eve 使用 K-means 聚类算法将接收信号分为四个聚类，并使用盲检测的方法对这四类信号进行判断。与文献[48]中假设 Eve 使用和合法用户相同简单的符号检测方式相比，本章考虑的场景更贴合实际。如图所示，在给定通信质量要求下，合法用户的误码率性能保持不变；同时所提算法可以将 Eve 的误码率维持在一个非常高的水平，来保证通信系统的安全性。而对比方案则更容易受到智能窃听者的攻击，特别是在 SINR 很大时，Eve 能够获得较低的窃听误码率，因此很难保证通信系统的安全性。

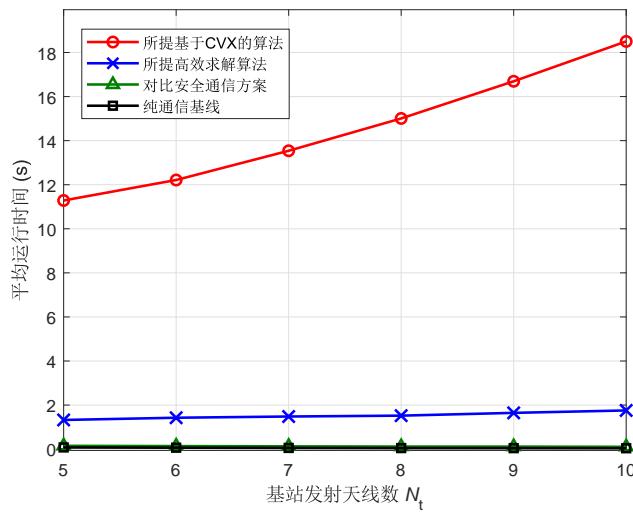


图 3.8 平均运行时间与天线数 N_t 关系图
Fig. 3.8 Average execution time versus the number of antennas N_t

为了评估所提算法的复杂度性能，图3.8展示了平均运行时间与天线数量的关系。可以看到，使用 CVX 的平均运行时间随着天线数的增加而增加，而所提高效算法的平均运行时间保持相对不变且远低于使用 CVX 求解器的运行时间。虽然对比方案的平均运行时间低于所提方案，但其防御智能窃听者的能力很差，因此所提方案可以较为高效地保证系统的安全通信性能。

3.5 窃听信道不完美情况下的安全通信设计

在实际应用中，信道的量化和估计误差普遍存在，很难获得完美的信道状态信息。因此，本节将针对用户的不完美 CSI 进行安全通信设计。由于信道估计误差的存在对符号级预编码设计和优化造成了很大困难，所以本节所提方案适用于基站对安全通信性能有极高要求且拥有强大算力的场景。

3.5.1 问题建模和求解

对于不完美 CSI 的情况，本节采用经典的信道误差确定性模型，即假设 CSI 的估计误差属于一个给定大小的不确定集。具体来说，基站到 Bob_k 和 Eve 的实际信道表示为

$$\mathbf{h}_k = \hat{\mathbf{h}}_k + \mathbf{e}_k, \quad \forall k \quad (3.28a)$$

$$\mathbf{h}_e = \hat{\mathbf{h}}_e + \mathbf{e}_e \quad (3.28b)$$

式中, $\hat{\mathbf{h}}_k$ 和 $\hat{\mathbf{h}}_e$ 为基站利用信道估计算法获得的信道, \mathbf{e}_k 和 \mathbf{e}_e 为对应的信道估计误差。常用的信道估计误差模型为

$$\|\mathbf{e}_k\|^2 \leq \epsilon_k^2 \quad (3.29a)$$

$$\|\mathbf{e}_e\|^2 \leq \epsilon_e^2 \quad (3.29b)$$

式中, ϵ_k^2 和 ϵ_e^2 分别是信道 \mathbf{h}_k 和 \mathbf{h}_e 的估计误差上界。

基于上面的信道误差模型, 本节考虑针对合法用户和窃听者不完美 CSI 的鲁棒性预编码设计。其优化问题建模为

$$\min_{\mathbf{X}} \|\mathbf{X}\|_F^2 \quad (3.30a)$$

$$\text{s.t. } |(\hat{\mathbf{h}}_e + \mathbf{e}_e)^H \mathbf{X} \mathbf{T}(:, j)| \leq \varepsilon, \quad \forall \|\mathbf{e}_e\|^2 \leq \epsilon_e^2, \quad \forall j \quad (3.30b)$$

$$\begin{aligned} & [\Re\{(\hat{\mathbf{h}}_k + \mathbf{e}_k)^H \mathbf{x}_m e^{-j\angle s_{m,k}}\} - \sigma_k \sqrt{\Gamma_k}] \sin \vartheta \\ & \geq |\Im\{(\hat{\mathbf{h}}_k + \mathbf{e}_k)^H \mathbf{x}_m e^{-j\angle s_{m,k}}\}| \cos \vartheta, \quad \forall \|\mathbf{e}_k\|^2 \leq \epsilon_k^2, \quad \forall k, \quad \forall m \end{aligned} \quad (3.30c)$$

显然, 此优化问题的变量维度过于庞大, 而且其中的信道估计误差属于一个无穷集合, 因此很难直接求解。为了高效地求解 CSI 不完美情况下的符号级预编码矩阵 \mathbf{X} , 本小节采用与上一节类似的方法对优化变量进行分解, 将原问题分解为 4^K 个子问题, 然后依次求解每个子问题。

特别地, 第 m 个子问题表示为

$$\min_{\mathbf{x}_m} \|\mathbf{x}_m\|^2 \quad (3.31a)$$

$$\text{s.t. } |(\hat{\mathbf{h}}_e + \mathbf{e}_e)^H \mathbf{x}_m - r_{e,j}| \leq \varepsilon, \quad \forall \|\mathbf{e}_e\|^2 \leq \epsilon_e^2, \quad j = 1, 2, \dots, J_m \quad (3.31b)$$

$$\begin{aligned} & [\Re\{(\hat{\mathbf{h}}_k + \mathbf{e}_k)^H \mathbf{x}_m e^{-j\angle s_{m,k}}\} - \sigma_k \sqrt{\Gamma_k}] \sin \vartheta \\ & \geq |\Im\{(\hat{\mathbf{h}}_k + \mathbf{e}_k)^H \mathbf{x}_m e^{-j\angle s_{m,k}}\}| \cos \vartheta, \quad \forall \|\mathbf{e}_k\|^2 \leq \epsilon_k^2, \quad \forall k \end{aligned} \quad (3.31c)$$

为了方便求解需要将问题 (3.31) 转化为实值函数。因此, 此处定义

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{h}}_k &\triangleq \hat{\mathbf{h}}_k e^{j\angle s_{m,k}}, \quad \tilde{\mathbf{e}}_k \triangleq \mathbf{e}_k e^{j\angle s_{m,k}} \\ \bar{\mathbf{h}}_e &\triangleq [\Re\{\hat{\mathbf{h}}_e\}^T, \Im\{\hat{\mathbf{h}}_e\}^T]^T \\ \bar{\mathbf{e}}_e &\triangleq [\Re\{\mathbf{e}_e\}^T, \Im\{\mathbf{e}_e\}^T]^T \\ \bar{\mathbf{h}}_k &\triangleq [\Re\{\tilde{\mathbf{h}}_k\}^T, \Im\{\tilde{\mathbf{h}}_k\}^T]^T \\ \bar{\mathbf{e}}_k &\triangleq [\Re\{\tilde{\mathbf{e}}_k\}, \Im\{\tilde{\mathbf{e}}_k\}]^T \end{aligned} \quad (3.32)$$

利用式(3.32), 问题(3.31)中第一个限制条件左端取实部和取虚部的项可以转化为

$$\Re\{\widehat{(\mathbf{h}_e + \mathbf{e}_e)}^H \mathbf{x}_m - r_{e,j}\} = \bar{\mathbf{h}}_e^T \Delta_1 \bar{\mathbf{x}}_m + \bar{\mathbf{e}}_e^T \Delta_1 \bar{\mathbf{x}}_m - r_{e,j}^R \quad (3.33a)$$

$$\Im\{\widehat{(\mathbf{h}_e + \mathbf{e}_e)}^H \mathbf{x}_m - r_{e,j}\} = \bar{\mathbf{h}}_e^T \Delta_2 \bar{\mathbf{x}}_m + \bar{\mathbf{e}}_e^T \Delta_2 \bar{\mathbf{x}}_m - r_{e,j}^I \quad (3.33b)$$

用同样的方法可以转化问题(3.31)中的第二个限制条件。具体地, 利用式(3.33)将问题(3.31)的第一个限制条件等价地转化为

$$\left|(\widehat{\mathbf{h}}_e + \mathbf{e}_e)^H \mathbf{x}_m - r_{e,j}\right|^2 = \left\| \begin{array}{l} \bar{\mathbf{h}}_e^T \Delta_1 \bar{\mathbf{x}}_m + \bar{\mathbf{e}}_e^T \Delta_1 \bar{\mathbf{x}}_m - r_{e,j}^R \\ \bar{\mathbf{h}}_e^T \Delta_2 \bar{\mathbf{x}}_m + \bar{\mathbf{e}}_e^T \Delta_2 \bar{\mathbf{x}}_m - r_{e,j}^I \end{array} \right\|^2 \quad (3.34)$$

此式进一步近似转化为

$$\begin{aligned} & |\bar{\mathbf{h}}_e^T \mathbf{w}_{m1} + \bar{\mathbf{e}}_e^T \mathbf{w}_{m1} - r_{e,j}^R|^2 + |\bar{\mathbf{h}}_e^T \mathbf{w}_{m2} + \bar{\mathbf{e}}_e^T \mathbf{w}_{m2} - r_{e,j}^I|^2 \\ & \stackrel{(a)}{\leq} |\bar{\mathbf{h}}_e^T \mathbf{w}_{m1}|^2 + |\bar{\mathbf{e}}_e^T \mathbf{w}_{m1}|^2 + |r_{e,j}^R|^2 + 2|\bar{\mathbf{h}}_e^T \mathbf{w}_{m1} \mathbf{w}_{m1}^T \bar{\mathbf{e}}_e| + 2|r_{e,j}^R| |\bar{\mathbf{h}}_e^T \mathbf{w}_{m1}| \\ & \quad + 2|r_{e,j}^R| |\bar{\mathbf{e}}_e^T \mathbf{w}_{m1}| + |\bar{\mathbf{h}}_e^T \mathbf{w}_{m2}|^2 + |\bar{\mathbf{e}}_e^T \mathbf{w}_{m2}|^2 + |r_{e,j}^I|^2 + 2|\bar{\mathbf{h}}_e^T \mathbf{w}_{m2} \mathbf{w}_{m2}^T \bar{\mathbf{e}}_e| \\ & \quad + 2|r_{e,j}^I| |\bar{\mathbf{h}}_e^T \mathbf{w}_{m2}| + 2|r_{e,j}^I| |\bar{\mathbf{e}}_e^T \mathbf{w}_{m2}| \\ & \stackrel{(b)}{\leq} f(\mathbf{x}_m) \triangleq |\bar{\mathbf{h}}_e^T \mathbf{w}_{m1}|^2 + \|\bar{\mathbf{e}}_e\|^2 \|\mathbf{w}_{m1}\|^2 + |r_{e,j}^R|^2 + 2\|\bar{\mathbf{h}}_e\| \|\mathbf{w}_{m1}\|^2 \|\bar{\mathbf{e}}_e\| \\ & \quad + 2|r_{e,j}^R| |\bar{\mathbf{h}}_e^T \mathbf{w}_{m1}| + 2|r_{e,j}^R| \|\bar{\mathbf{e}}_e\| \|\mathbf{w}_{m1}\| + |\bar{\mathbf{h}}_e^T \mathbf{w}_{m2}|^2 + \|\bar{\mathbf{e}}_e\|^2 \|\mathbf{w}_{m2}\|^2 + |r_{e,j}^I|^2 \\ & \quad + 2\|\bar{\mathbf{h}}_e\| \|\mathbf{w}_{m2}\|^2 \|\bar{\mathbf{e}}_e\| + 2|r_{e,j}^I| |\bar{\mathbf{h}}_e^T \mathbf{w}_{m2}| + 2|r_{e,j}^I| \|\bar{\mathbf{e}}_e\| \|\mathbf{w}_{m2}\| \end{aligned} \quad (3.35)$$

式中, 为了简洁定义 $\mathbf{w}_{m1} \triangleq \Delta_1 \bar{\mathbf{x}}_m$ 和 $\mathbf{w}_{m2} \triangleq \Delta_2 \bar{\mathbf{x}}_m$ 。在式(3.35)中, 步骤(a)使用了基本的代数变换, 步骤(b)使用了柯西施瓦兹不等式。考虑到基站只能获得信道估计误差的上界而不知道具体的误差分量, 本节将针对最差的信道情况进行设计, 期望所得结果对误差范围内的所有情况具有鲁棒性。因此, 保证通信安全性的限制条件转化为

$$\max_{\|\mathbf{e}_e\|^2 \leq \epsilon_e^2} f(\mathbf{x}_m) \leq \varepsilon^2, \quad j = 1, 2, \dots, J_m \quad (3.36)$$

随后, 将信道估计误差(3.29)带入式(3.36)并进行整理, 保证安全通信的限制条件可以表示为

$$\begin{aligned} & |\bar{\mathbf{h}}_e^T \mathbf{w}_{m1}|^2 + |\bar{\mathbf{h}}_e^T \mathbf{w}_{m2}|^2 + \epsilon_e^2 (\|\mathbf{w}_{m1}\|^2 + \|\mathbf{w}_{m2}\|^2) + 2\epsilon_e \|\bar{\mathbf{h}}_e\| (\|\mathbf{w}_{m1}\|^2 + \|\mathbf{w}_{m2}\|^2) \\ & + 2|r_{e,j}^R| \|\bar{\mathbf{h}}_e^T \mathbf{w}_{m1}\| + 2|r_{e,j}^R| \epsilon_e \|\mathbf{w}_{m1}\| + 2|r_{e,j}^I| \|\bar{\mathbf{h}}_e^T \mathbf{w}_{m2}\| + 2|r_{e,j}^I| \epsilon_e \|\mathbf{w}_{m2}\| \\ & + |r_{e,j}|^2 \leq \varepsilon^2, \quad j = 1, 2, \dots, J_m \end{aligned} \quad (3.37)$$

同样地，保证合法用户通信质量的限制条件整理为如下实值形式

$$\max_{\|\bar{\mathbf{e}}_k\|^2 \leq \epsilon_k^2} (\bar{\mathbf{h}}_k + \bar{\mathbf{e}}_k)^T \mathbf{w}_{m2} \cos \vartheta - (\bar{\mathbf{h}}_k + \bar{\mathbf{e}}_k)^T \mathbf{w}_{m1} \sin \vartheta + \sigma_k \sqrt{\Gamma_k} \sin \vartheta \leq 0, \quad \forall k \quad (3.38a)$$

$$\max_{\|\bar{\mathbf{e}}_k\|^2 \leq \epsilon_k^2} -(\bar{\mathbf{h}}_k + \bar{\mathbf{e}}_k)^T \mathbf{w}_{m2} \cos \vartheta - (\bar{\mathbf{h}}_k + \bar{\mathbf{e}}_k)^T \mathbf{w}_{m1} \sin \vartheta + \sigma_k \sqrt{\Gamma_k} \sin \vartheta \leq 0, \quad \forall k \quad (3.38b)$$

最后，将信道估计误差 (3.29) 带入 (3.38) 得到

$$\bar{\mathbf{h}}_k^T (\mathbf{w}_{m2} \cos \vartheta - \mathbf{w}_{m1} \sin \vartheta) + \epsilon_k \|\mathbf{w}_{m2} \cos \vartheta - \mathbf{w}_{m1} \sin \vartheta\| + \sigma_k \sqrt{\Gamma_k} \sin \vartheta \leq 0, \quad \forall k \quad (3.39a)$$

$$\bar{\mathbf{h}}_k^T (\mathbf{w}_{m2} \cos \vartheta + \mathbf{w}_{m1} \sin \vartheta) + \epsilon_k \|\mathbf{w}_{m2} \cos \vartheta + \mathbf{w}_{m1} \sin \vartheta\| - \sigma_k \sqrt{\Gamma_k} \sin \vartheta \geq 0, \quad \forall k \quad (3.39b)$$

基于上述推导，问题 (3.31) 转化为

$$\begin{aligned} & \min_{\bar{\mathbf{x}}_m} \|\bar{\mathbf{x}}_m\|^2 \\ & \text{s.t. } (3.37), (3.39) \end{aligned} \quad (3.40)$$

此问题是一个凸优化问题，可以由 CVX 工具包进行求解。由于此问题含有 N_t 个优化变量、 J_m 个 SOC 条件和 $2K$ 个 LMI 条件，因此使用经典的内点法进行求解的计算复杂度为 $\mathcal{O}\{\ln(1/\xi)\sqrt{2K+2J_m}N_t(2K+2KN_t+N_t^2J_m+N_t^2)\}$ 。

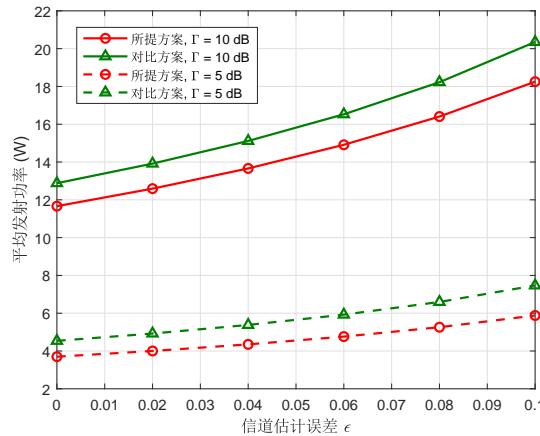


图 3.9 平均发射功率与 Bob 信道误差界 ε 关系图
Fig. 3.9 Average transmit power versus Bob's CSI error bound ε

3.5.2 仿真结果与讨论

接下来展示所提符号级预编码算法在合法用户和窃听者 CSI 不完美情况下的安全性能。设合法用户的 CSI 估计误差边界为 $\varepsilon_k = \varepsilon, \forall k$ ，窃听者的 CSI 估计误差边界为

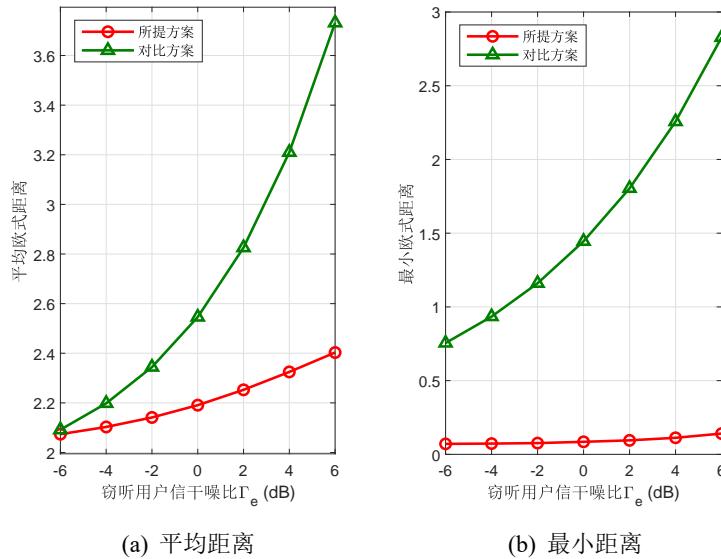


图 3.10 欧氏距离与窃听信噪比 Γ_e 关系图
Fig. 3.10 Euclidean distance versus Γ_e

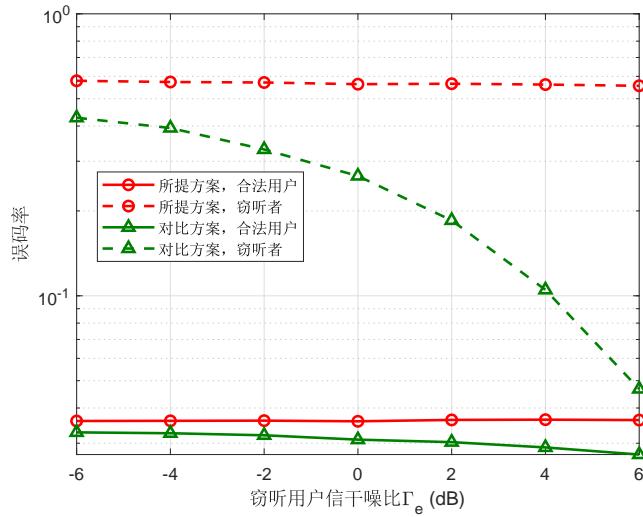


图 3.11 误码率与窃听信噪比 Γ_e 关系图
Fig. 3.11 SER versus Γ_e

$\varepsilon_e = 0.01$ 。其他系统参数设置与3.4.4小节中的相同。

首先，图3.9展示了平均发射功率与合法用户信道估计误差边界的关系。可以观察到，与文献[48]中的对比方案(记为“对比方案”)相比，所提方法在 $\Gamma = 5\text{dB}$ 和 10dB 的设置下均需要更少的发射功率。

随后，图3.10和图3.11分别展示了窃听者接收信号间的欧氏距离和误码率与 Eve 的 SINR Γ_e 之间的关系。可以观察到，所提方案在不同窃听 SINR 的情况下均能获得更好的安全性能，尤其在 Γ_e 较大时性能提升更为明显。这些仿真结果验证了所提方案和算法在 CSI 不完美情况下依然能够更好地保证系统的安全通信性能。

3.6 窃听信道未知情况下的安全通信设计

当窃听者是无源静默设备时，基站将很难获得窃听者的 CSI，甚至感受不到窃听者是否存在。在这种场景中，添加人工噪声是一个有效且常用的方法，甚至可能是唯一可以用来增强安全性的手段。因此，本节提出一种新型基于人工噪声和符号级预编码的物理层安全方案，来解决窃听用户 CSI 未知情况下的安全通信设计问题。

3.6.1 问题建模和求解

基于人工噪声物理层安全方案的核心思想是：先利用最少的能量满足合法用户通信质量需求，然后用剩余的能量产生人工噪声来尽可能干扰窃听并且不损害合法通信质量。因此，针对待发送符号向量 s_m ，首先设计 x_m 实现以最少的能量满足合法用户的通信质量要求，即求解以下优化问题

$$\min_{x_m} \|x_m\|^2 \quad (3.41a)$$

$$\text{s.t. } [\Re\{\mathbf{h}_k^H \mathbf{x}_m e^{-j\angle s_{m,k}}\} - \sigma_k \sqrt{\Gamma_k}] \sin \vartheta - |\Im\{\mathbf{h}_k^H \mathbf{x}_m e^{-j\angle s_{m,k}}\}| \cos \vartheta \geq 0, \quad \forall k \quad (3.41b)$$

该问题是一个凸问题，可以使用 CVX 等凸优化工具包进行求解或者采用文献[112]中所提的低复杂度算法。由于此时只考虑最小化发射功率而忽略了系统安全性，当窃听者与合法用户的信道相关性很强时，窃听者将会很容易解调检测出保密信息。为了直观地说明进行安全性设计的必要性，图3.12展示了优化问题 (3.41) 对应的用户接收信号。可以明显地看到，窃听者的接收信号形成了四个明显的簇，分别对应合法用户 Bob₁ 的符号信息。在这种情况下，窃听者将很容易对接收信号进行解码。因此，接下来将利用基站剩余能量产生人工噪声，实现干扰窃听和保证通信系统安全性的效果。

在利用最少的发射功率获得含有发送符号信息的预编码向量后，基站剩余的发射功率用来产生人工噪声保证通信系统的安全性。定义产生的人工噪声为 $v_{m,n}$ ，那么基站实际的发射信号为

$$\tilde{\mathbf{x}}_m = \mathbf{x}_m + \mathbf{v}_{m,n} \quad (3.42)$$

式中， \mathbf{x}_m 是问题 (3.41) 的解，即含有发送符号信息的符号级预编码向量， $\mathbf{v}_{m,n}$ 代表第

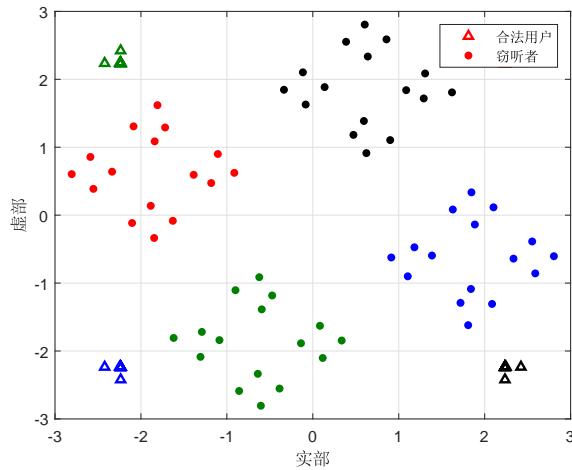


图 3.12 合法用户和窃听用户的无噪声接收信号

Fig. 3.12 Received noise-free signals at the legitimate user and the eavesdropper

n 个时隙发送第 m 个符号向量的人工噪声。需要强调的是, $\mathbf{v}_{m,n}$ 随着时间和发送符号发生变化。此时, 窃听者的接收信号为

$$r_{e,m} = \mathbf{h}_e^H \mathbf{x}_m + \mathbf{h}_e^H \mathbf{v}_{m,n} + n_{e,m} \quad (3.43)$$

可以看出, 引入的人工噪声产生 $\mathbf{h}_e^H \mathbf{v}_{m,n}$ 这一项加性随机噪声, 从而对窃听者的符号信息检测产生干扰。与此同时, 人工噪声的设计不应该损害合法用户的通信质量。因此, 传统基于块级预编码的方案通常将随机产生的人工噪声投影到合法用户信道的正交空间上, 从而避免对合法用户的信息传输产生影响, 也就是说 $\mathbf{v}_{m,n}$ 满足以下条件

$$\mathbf{h}_k^H \mathbf{v}_{m,n} = 0, \quad \forall k \quad (3.44)$$

不同于上述把人工噪声对合法用户通信影响置零的方法, 本节将基于“有益干扰”符号级预编码的思想, 通过利用发送的符号信息 s_m 来产生有利于合法用户通信的人工噪声。也就是说, 传统人工噪声方法对合法用户通信完全没有影响, 而所提方案将对合法用户通信产生正向作用, 可以进一步促进合法用户的符号信息检测。因此, 基于绪论中的描述, 当人工噪声信号 $\mathbf{v}_{m,n}$ 满足以下条件时变为合法用户的“有益干扰”, 有利于提升合法用户的通信质量

$$\Re \left\{ \mathbf{h}_k^H \mathbf{v}_{m,n} e^{-j\angle s_{m,k}} \right\} \sin \vartheta - \left| \Im \left\{ \mathbf{h}_k^H \mathbf{v}_{m,n} e^{-j\angle s_{m,k}} \right\} \right| \cos \vartheta \geq 0, \quad \forall k \quad (3.45)$$

考虑到需要随机生成大量满足上述条件的人工噪声信号来尽可能干扰窃听, 因此需要

高效的求解算法。受上一节推导的启发，先将式(3.45)转化为实值方程。定义 $\bar{\mathbf{v}}_{m,n} \triangleq [\Re\{\mathbf{v}_{m,n}\}^T, \Im\{\mathbf{v}_{m,n}\}^T]^T$ ，式(3.45)整理为

$$\mathbf{A}\bar{\mathbf{v}}_{m,n} \succeq \mathbf{0} \quad (3.46)$$

式中矩阵 \mathbf{A} 的定义与式(3.22)中相同。当人工噪声 $\mathbf{v}_{m,n}$ 满足式(3.46)时，它将有利于合法用户对发送符号信息的检测。此外，为了尽可能地对 Eve 的符号检测产生干扰， $\mathbf{v}_{m,n}$ 应该在满足条件(3.46)的同时尽可能地随机。针对这个问题，本节提出先随机产生非负向量 \mathbf{b}_n ，即 $\mathbf{b}_n \succeq \mathbf{0}$ ，然后将 $\bar{\mathbf{v}}_{m,n}$ 的求解转化为求解以下线性方程组

$$\mathbf{A}\bar{\mathbf{v}}_{m,n} = \mathbf{b}_n \quad (3.47)$$

值得一提的是，本文设基站和合法用户之间的信道是不相关的瑞利信道，并且 $K \leq N_t$ 。所以，矩阵 $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{2K \times 2N_t}$ 的秩是 $2K$ ，矩阵 $[\mathbf{A}, \mathbf{b}]$ 的秩也是 $2K$ ，从而满足线性方程组(3.47)有解的充要条件。因此，可以使用高斯消元法等经典方法对该线性方程组进行求解。获得问题(3.47)的可行解 $\bar{\mathbf{v}}_{m,n}$ 后，随机的人工噪声向量表示为

$$\mathbf{v}_{m,n} = \bar{\mathbf{v}}_{m,n} (1 : N_t) + j\bar{\mathbf{v}}_{m,n} (N_t + 1 : 2N_t) \quad (3.48)$$

考虑到基站总功率的限制，对 $\mathbf{v}_{m,n}$ 进行归一化得到最终的人工噪声向量为

$$\mathbf{v}_{m,n} := \frac{\mathbf{v}_{m,n}\sqrt{P_t - \|\mathbf{x}_m\|^2}}{\|\mathbf{v}_{m,n}\|} \quad (3.49)$$

式中 P_t 是基站的总功率限制。显然，发射端需要足够大的发射功率 P_t 来产生人工噪声。

基于上面的推导，产生的噪声对合法用户通信是有益干扰，可以促进合法用户的符号信息检测，但对潜在的窃听者来说却是随机的加性干扰。因此，在窃听者 CSI 未知的情况下，所提方案可以在尽可能保证安全通信的基础上，一定程度地提升合法用户的通信质量。

3.6.2 仿真结果与讨论

本小节评估窃听者 CSI 未知情况下，上述基于人工噪声的符号级预编码方法的性能。对比方案为经典的在合法用户信道空间的正交空间中随机生成人工噪声的方法(记为“正交空间法”)。

图3.13展示了合法用户和窃听者的误码率与合法用户通信质量需求 Γ 之间的关系图。由于所提算法产生的噪声对合法用户来说是有益干扰，可以看到所提方案中合

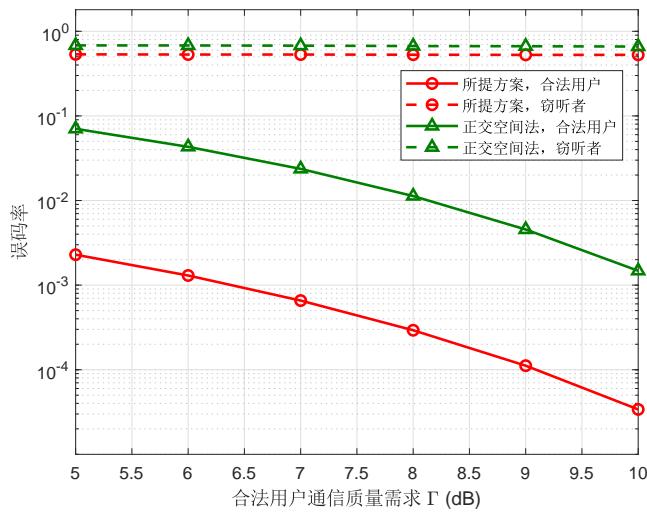


图 3.13 误码率与合法用户通信需求 Γ 关系图
Fig. 3.13 SER versus the QoS requirement of Bobs Γ

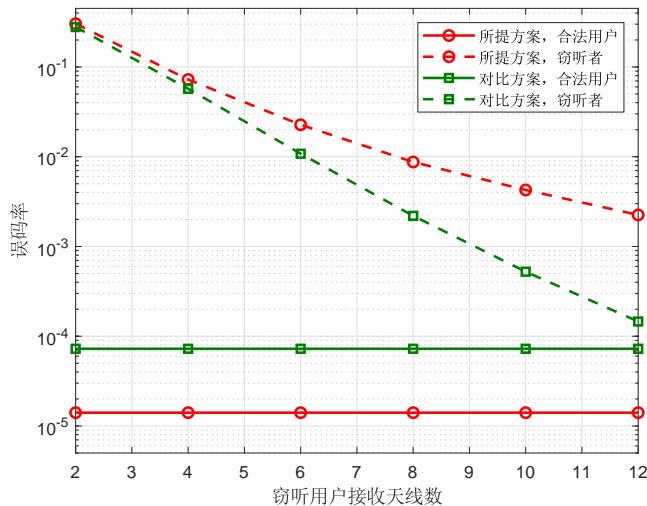


图 3.14 误码率与窃听用户接收天线数关系图
Fig. 3.14 SER versus the number of Eve's receive antennas

法用户的误码率显著降低。但另一方面，由于所提方案将人工噪声限制在合法用户的有益干扰区域，降低了人工噪声产生的随机性，因此所提方案中 Eve 的误码率性能略低于传统的正交空间法。但如图中所示，窃听用户的误码率已经十分接近 0.5，仍然能保证满意的安全性能。综合考虑所提方案对合法信息传输的显著性能增益，由此带来的微弱安全性能损失在实际应用中也是可以接受的。

为了验证所提符号级预编码在安全通信性能上优于传统块级预编码^[113], 图3.14中展示了合法用户和窃听者的误码率与窃听者接收天线数量的关系。设 Eve 使用著名的基于迭代最小平方的盲检测算法^[114]来提取合法用户的符号信息。从图中可以看出, 与传统的块级预编码设计相比, 所提符号级预编码设计不仅能获得更高的窃听误码率, 而且实现了更低的合法通信误码率, 这一结果证实符号级预编码可以操控干扰实现更好的安全通信性能。此外可以观察到, 随着 Eve 接收天线的增加, 所提方案带来的安全性能提升更加显著, 这表明符号级预编码方案更适于对抗多天线的窃听者。

3.7 QAM 调制符号的安全通信设计

与 PSK 相比, QAM 符号通常携带更多的信息, 因此在需要高数据传输速率的系统中更受欢迎。由于符号级预编码设计依赖于发送符号的调制方式且 QAM 与 PSK 十分不同, 上述针对 PSK 的设计方法不能直接应用到 QAM 系统中。因此, 本节将针对 QAM 系统提出基于符号级预编码的安全通信方案。

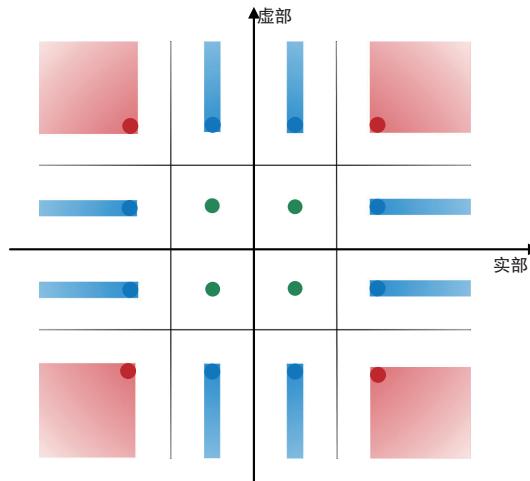


图 3.15 16-QAM 的有益干扰区域
Fig. 3.15 The constructive regions for 16-QAM

3.7.1 问题建模和求解

考虑与3.3节中相同的系统, 其中基站发送的符号采用 Ω -QAM 的调制方式。具体来说, 一个 Ω -QAM 的符号 $s_{m,k}$ 取自于以下集合

$$\mathcal{S} \triangleq \left\{ s_{m,k}^{\Re} + \jmath s_{m,k}^{\Im} \mid s_{m,k}^{\Re}, s_{m,k}^{\Im} \in \{\pm 1, \pm 3, \dots, \pm (2L-1)\} \right\} \quad (3.50)$$

式中, $s_{m,k}^{\Re}$ 和 $s_{m,k}^{\Im}$ 分别表示 $s_{m,k}$ 的实部和虚部。集合 \mathcal{S} 的大小为 $\Omega = 4L^2$ 。为了清晰地说明 QAM 系统的符号级预编码思想, 不失一般性地, 本节以 16-QAM ($\Omega = 16$) 为例, 其星座图如图3.15所示。通过观察发现, 根据发送符号的判决门限特点可以将接收信号分成以下三组。(1) 内部绿色的点。这些点(用集合 \mathcal{G}_1 表示)被判决门限所包围, 也就意味着实部和虚部两个维度上的干扰对符号检测都是有害的。因此, 无噪声接收信号 $\tilde{r}_{m,k}$ 应该在满足一定信噪比的条件下准确地落在对应的星座点上。具体来说, 不只是满足信号幅度上的关系 $|\tilde{r}_{m,k}|^2/\sigma_k^2 = \Gamma_k$, 而且

$$\tilde{r}_{m,k}^{\Re/\Im} = \sigma_k \sqrt{\Gamma_k} s_{m,k}^{\Re/\Im}, \quad \forall s_{m,k} \in \mathcal{G}_1 \quad (3.51)$$

式中, Γ_k 是 Bob_k 的通信信噪比要求。(2) 外部蓝色的点。这些点(用集合 \mathcal{G}_2 表示)的判决门限是实轴或虚轴上的射线, 也就是说只有在相应射线上的干扰对符号检测是有利的。图中蓝色区域表示有益干扰的范围, 对应的无噪声接收信号应该满足

$$\tilde{r}_{m,k}^{\Re/\Im} = \sigma_k \sqrt{\Gamma_k} s_{m,k}^{\Re/\Im}, \quad \forall s_{m,k} \in \mathcal{G}_2 \quad (3.52a)$$

$$\text{sgn}(s_{m,k}^{\Im/\Re}) \tilde{r}_{m,k}^{\Im/\Re} \geq \sigma_k \sqrt{\Gamma_k} \text{sgn}(s_{m,k}^{\Im/\Re}) s_{m,k}^{\Im/\Re} \quad (3.52b)$$

(3) 最外部红色的点。这些点(用集合 \mathcal{G}_3 表示)的判决门限与 QPSK 类似, 可以同时利用两个轴线上的干扰。图中红色区域表示其有益干扰区域, 对应的无噪声接收信号满足

$$\text{sgn}(s_{m,k}^{\Re/\Im}) \tilde{r}_{m,k}^{\Re/\Im} \geq \sigma_k \sqrt{\Gamma_k} \text{sgn}(s_{m,k}^{\Re/\Im}) s_{m,k}^{\Re/\Im}, \quad \forall s_{m,k} \in \mathcal{G}_3 \quad (3.53)$$

同样地, 本节也通过限制 Eve 接收信号之间的欧式距离来保证系统的安全通信性能。在辅助矩阵 $\mathbf{T} = [\mathbf{t}_1, \mathbf{t}_2, \dots, \mathbf{t}_Q] \in \{0, \pm 1\}^{\Omega^K \times Q}$ 的帮助下, 式中 $Q = \Omega(\Omega - 1)/2 \times \Omega^{2K-2}$, $\|\mathbf{t}_j\|_0 = 2$, $\forall j = 1, 2, \dots, Q$, 保证安全通信的限制条件表示为

$$|\mathbf{h}_e^H \mathbf{X} \mathbf{T}(:, j)| \leq \varepsilon, \quad \forall j \quad (3.54)$$

式中, ε 为最大的安全距离门限。基于上面的描述, 本节旨在设计 QAM 系统的符号级预编码矩阵 \mathbf{X} , 在同时满足合法用户通信质量和安全通信的限制条件下最小化发射功率, 相应的优化问题建模为

$$\min_{\mathbf{X}} \|\mathbf{X}\|_F^2 \quad (3.55a)$$

$$\text{s.t. } |\mathbf{h}_e^H \mathbf{X} \mathbf{T}(:, j)| \leq \varepsilon, \quad \forall j \quad (3.55b)$$

$$(3.51) \sim (3.53) \quad (3.55c)$$

显然，这是一个凸优化问题，可以使用凸优化工具进行求解，如 CVX^[86]。但是，考虑到变量 \mathbf{X} 的维度为 $N_t \times 16^K$ ，且该问题有 Q 个 SOC 约束和 $2K$ 个 LMI 约束，使用内点法的计算复杂度为 $\mathcal{O}\{\ln(1/\xi)\sqrt{2K+2Q}N_t16^K(2K+2KN_t16^K+6N_t^216^{4K-2}+N_t^216^{2K})\}$ 。为了降低求解该问题的计算复杂度，接下来将提出一种更有效的次优求解算法。

首先将原始问题 (3.55) 解耦分解为 Ω^K 个子问题，则第 m 个子问题表示为

$$\min_{\mathbf{x}_m} \|\mathbf{x}_m\|^2 \quad (3.56a)$$

$$\text{s.t. } |\mathbf{h}_e^H \mathbf{x}_m - r_{j,e}| \leq \varepsilon, \quad j = 1, 2, \dots, J_m \quad (3.56b)$$

$$(3.51) \sim (3.53) \quad (3.56c)$$

式中， $r_{j,e}$, $j = 1, 2, \dots, J_m$ 表示 Eve 的无噪声接收信号， $J_m = \lfloor \frac{m}{\Omega^{K-1}} \rfloor \times \Omega^{K-1}$ 为 \mathbf{x}_m 对应的接收信号与前 $(m-1)$ 个解对应的不同符号之间的距离总数。同样地，问题 (3.56) 也是一个凸问题，含有 N_t 个待优化变量、 J_m 个 SOC 约束和 $2K$ 个 LMI 约束，使用 CVX 求解的计算复杂度为 $\mathcal{O}\{\ln(1/\xi)\sqrt{2K+2J_m}N_t(2K+2KN_t+N_t^2J_m+N_t^2)\}$ 。为了进一步降低复杂度，接下来将借助于拉格朗日对偶函数来解决该问题。

为了将复数函数转化为容易处理的实数函数，首先定义下式

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{x}}_m &\triangleq [\Re\{\mathbf{x}_m\}^T, \Im\{\mathbf{x}_m\}^T]^T, & \bar{\mathbf{h}}_e &\triangleq [\Re\{\mathbf{h}_e\}^T, \Im\{\mathbf{h}_e\}^T]^T \\ \bar{\mathbf{h}}_k &\triangleq [\Re\{\tilde{\mathbf{h}}_k\}^T, \Im\{\tilde{\mathbf{h}}_k\}^T]^T, & r_{j,e}^{\Re} &\triangleq \Re\{r_{j,e}\}, \quad r_{j,e}^{\Im} \triangleq \Im\{r_{j,e}\} \\ \Delta_1 &\triangleq \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{N_t \times N_t} & \mathbf{0}_{N_t \times N_t} \\ \mathbf{0}_{N_t \times N_t} & -\mathbf{I}_{N_t \times N_t} \end{bmatrix}, & \Delta_2 &\triangleq \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{N_t \times N_t} & \mathbf{I}_{N_t \times N_t} \\ \mathbf{I}_{N_t \times N_t} & \mathbf{0}_{N_t \times N_t} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.57)$$

因此， $\tilde{r}_{m,k}$ 的实部和虚部分别表示为

$$\tilde{r}_{m,k}^{\Re} = \bar{\mathbf{h}}_k^T \Delta_1 \bar{\mathbf{x}}_m, \quad \forall k, \forall m \quad (3.58a)$$

$$\tilde{r}_{m,k}^{\Im} = \bar{\mathbf{h}}_k^T \Delta_2 \bar{\mathbf{x}}_m, \quad \forall k, \forall m \quad (3.58b)$$

同样可以获得 \tilde{r}_e 的实部和虚部。因此，限制条件 (3.56b) 进一步表示为

$$\begin{cases} \left| \bar{\mathbf{h}}_e^T \Delta_1 \bar{\mathbf{x}}_m - r_{j,e}^{\Re} \right|^2 \\ \left| \bar{\mathbf{h}}_e^T \Delta_2 \bar{\mathbf{x}}_m - r_{j,e}^{\Im} \right|^2 \end{cases} = \bar{\mathbf{x}}_m^T \mathbf{B} \bar{\mathbf{x}}_m - 2\mathbf{d}_j^T \bar{\mathbf{x}}_m + |r_{j,e}|^2 \leq \varepsilon^2 \quad (3.59)$$

式中，为了简便定义

$$\mathbf{B} \triangleq \Delta_1^T \bar{\mathbf{h}}_e \bar{\mathbf{h}}_e^T \Delta_1 + \Delta_2^T \bar{\mathbf{h}}_e \bar{\mathbf{h}}_e^T \Delta_2, \quad \mathbf{d}_j^T \triangleq r_{j,e}^{\Re} \bar{\mathbf{h}}_e^T \Delta_1 + r_{j,e}^{\Im} \bar{\mathbf{h}}_e^T \Delta_2 \quad (3.60)$$

为了简化合法用户通信质量要求的限制条件(3.51)~(3.53), 本节提出将其划分为等式约束和不等式约束这两种限制。具体来说, 对不同的发送信号 $s_{m,k}$, 将其实部 $s_{m,k}^{\Re}$ 和虚部 $s_{m,k}^{\Im}$ 分为等式集合(对应约束条件(3.51)和(3.52a))和不等式集合(对应约束条件(3.52b)和(3.53))。因此, 限制条件(3.51)~(3.53)整理为

$$\operatorname{sgn}(s_{m,k}^{\Re/\Im})\bar{\mathbf{h}}_k^T \Delta_{1/2}\bar{\mathbf{x}}_m - \sigma_k \sqrt{\Gamma_k} \operatorname{sgn}(s_{m,k}^{\Re/\Im}) s_{m,k}^{\Re/\Im} = 0, \quad \forall s_{m,k}^{\Re/\Im} \in \mathcal{E} \quad (3.61a)$$

$$\operatorname{sgn}(s_{m,k}^{\Re/\Im})\bar{\mathbf{h}}_k^T \Delta_{1/2}\bar{\mathbf{x}}_m - \sigma_k \sqrt{\Gamma_k} \operatorname{sgn}(s_{m,k}^{\Re/\Im}) s_{m,k}^{\Re/\Im} \geq 0, \quad \forall s_{m,k}^{\Re/\Im} \in \mathcal{I} \quad (3.61b)$$

为了公式简洁性, 定义以下式子

$$\mathbf{g}_v \triangleq [\operatorname{sgn}(s_{m,k}^{\Re/\Im})\bar{\mathbf{h}}_k^T \Delta_{1/2}]^T, \quad v = 1, 2, \dots, V, \quad \forall \mathcal{E} \quad (3.62a)$$

$$a_v \triangleq \sigma_k \sqrt{\Gamma_k} \operatorname{sgn}(s_{m,k}^{\Re/\Im}) s_{m,k}^{\Re/\Im}, \quad v = 1, 2, \dots, V, \quad \forall \mathcal{E} \quad (3.62b)$$

$$\mathbf{q}_u \triangleq [\operatorname{sgn}(s_{m,k}^{\Re/\Im})\bar{\mathbf{h}}_k^T \Delta_{1/2}]^T, \quad u = 1, 2, \dots, U, \quad \forall \mathcal{I} \quad (3.62c)$$

$$b_u \triangleq \sigma_k \sqrt{\Gamma_k} \operatorname{sgn}(s_{m,k}^{\Re/\Im}) s_{m,k}^{\Re/\Im}, \quad u = 1, 2, \dots, U, \quad \forall \mathcal{I} \quad (3.62d)$$

式中, V 和 U 分别为集合 \mathcal{E} 和 \mathcal{I} 的大小。随后, 问题(3.56)整理为

$$\min_{\bar{\mathbf{x}}_m} \|\bar{\mathbf{x}}_m\|^2 \quad (3.63a)$$

$$\text{s.t. } \bar{\mathbf{x}}_m^T \mathbf{B} \bar{\mathbf{x}}_m - 2\mathbf{d}_j^T \bar{\mathbf{x}}_m + |r_{j,e}|^2 \leq \varepsilon^2, \quad j = 1, 2, \dots, J_m \quad (3.63b)$$

$$\mathbf{g}_v^T \bar{\mathbf{x}}_m - a_v = 0, \quad \forall v \quad (3.63c)$$

$$\mathbf{q}_u^T \bar{\mathbf{x}}_m - b_u \geq 0, \quad \forall u \quad (3.63d)$$

此问题对应的拉格朗日函数为

$$\begin{aligned} \mathcal{L}(\bar{\mathbf{x}}_m, \lambda_j, \mu_v, \delta_u) &= \|\bar{\mathbf{x}}_m\|^2 + \sum_{v=1}^V \mu_v (\mathbf{g}_v^T \bar{\mathbf{x}}_m - a_v) - \sum_{u=1}^U \delta_u (\mathbf{q}_u^T \bar{\mathbf{x}}_m - b_u) \\ &\quad + \sum_{j=1}^{J_m} \lambda_j (\bar{\mathbf{x}}_m^T \mathbf{B} \bar{\mathbf{x}}_m - 2\mathbf{d}_j^T \bar{\mathbf{x}}_m + |r_{e,j}|^2 - \varepsilon^2) \end{aligned} \quad (3.64)$$

式中, $\lambda_j \geq 0$, $\forall j$, μ_v 和 $\delta_u \geq 0$, $\forall u$ 为拉格朗日对偶变量。根据 $\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \bar{\mathbf{x}}_m} = \mathbf{0}_{2N_t \times 1}$, 计算得到最优的 $\bar{\mathbf{x}}_m^*$ 为

$$\bar{\mathbf{x}}_m^* = (\mathbf{I} + \sum_{j=1}^{J_m} \lambda_j \mathbf{B})^{-1} \left(\sum_{j=1}^{J_m} \lambda_j \mathbf{d}_j + \frac{1}{2} \sum_{v=1}^V \mu_v \mathbf{g}_v + \frac{1}{2} \sum_{u=1}^U \delta_u \mathbf{q}_u \right) \quad (3.65)$$

将 $\bar{\mathbf{x}}_m^*$ 带入拉格朗日函数 (3.64)，问题 (3.63) 的拉格朗日对偶问题表示为

$$\min_{\lambda_j, \mu_v, \delta_u} f(\lambda_j, \mu_v, \delta_u) = \left(\sum_{j=1}^{J_m} \lambda_j \mathbf{d}_j^T + \frac{1}{2} \sum_{v=1}^V \mu_v \mathbf{g}_v^T + \frac{1}{2} \sum_{u=1}^U \delta_u \mathbf{q}_u^T \right) \left(\mathbf{I} + \sum_{j=1}^{J_m} \lambda_j \mathbf{B} \right)^{-1} \quad (3.66a)$$

$$\times \left(\sum_{j=1}^{J_m} \lambda_j \mathbf{d}_j + \frac{1}{2} \sum_{v=1}^V \mu_v \mathbf{g}_v + \frac{1}{2} \sum_{u=1}^U \delta_u \mathbf{q}_u \right) - \sum_{j=1}^{J_m} \lambda_j (|r_{e,j}|^2 - \varepsilon^2) - \sum_{v=1}^V \mu_v \mathbf{g}_v - \sum_{u=1}^U \delta_u \mathbf{q}_u$$

$$\text{s.t. } \lambda_j \geq 0, \ j = 1, 2, \dots, J_m, \ \delta_u \geq 0, \ \forall u \quad (3.66b)$$

同样地，本节利用表3.1中的 Hooke-Jeeves 模式搜索算法来高效求解问题 (3.66)。在获得问题 (3.66) 的最优解之后，根据式 (3.65) 获得问题 (3.63) 的最优解 $\bar{\mathbf{x}}_m^*$ 。最后， \mathbf{x}_m 通过重构 $\bar{\mathbf{x}}_m^*$ 得到

$$\mathbf{x}_m = \bar{\mathbf{x}}_m (1 : N_t) + j \bar{\mathbf{x}}_m (N_t + 1 : 2N_t) \quad (3.67)$$

根据上述方法可以依次获得预编码矩阵 \mathbf{X} 的每一列。

3.7.2 仿真结果与讨论

本小节通过仿真对所提针对 QAM 信号的符号级预编码方案的安全通信性能进行验证。设 $\sigma_e = \sigma_k = 1, \forall k$, $\Gamma_k = \Gamma, \forall k$, 基站配有 $N_t = 6$ 根发射天线，使用 16-QAM 的调制方式，服务 $K = 3$ 个合法用户。

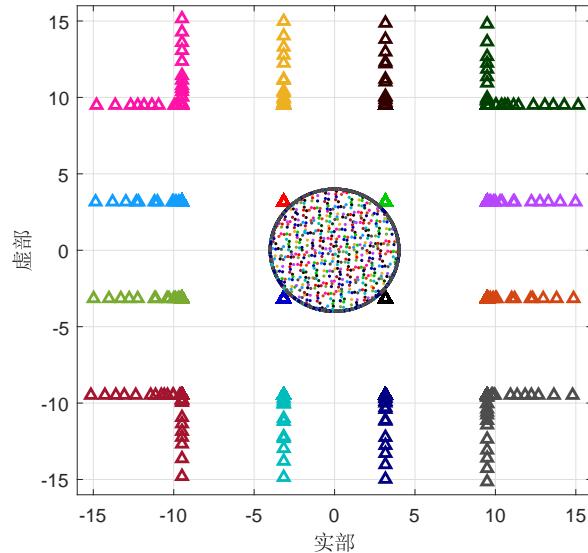


图 3.16 合法用户和窃听者的无噪声接收信号

Fig. 3.16 Received noise-free signals at the legitimate user and the eavesdropper

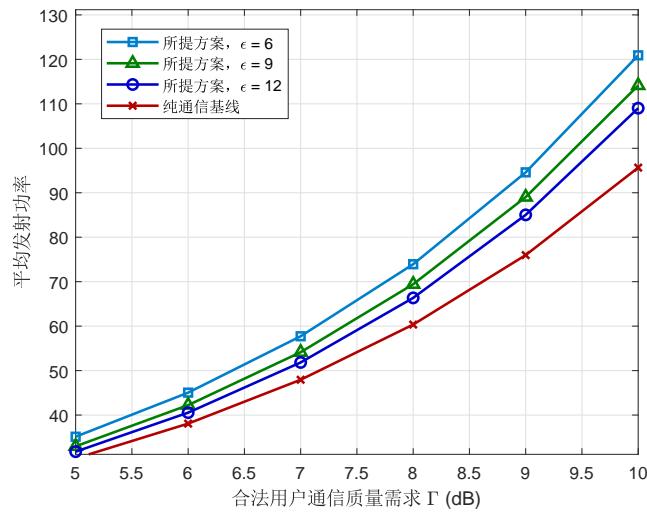


图 3.17 平均发射功率与合法用户通信质量需求 Γ 关系图
Fig. 3.17 Average transmit power versus the QoS requirement of Bobs Γ

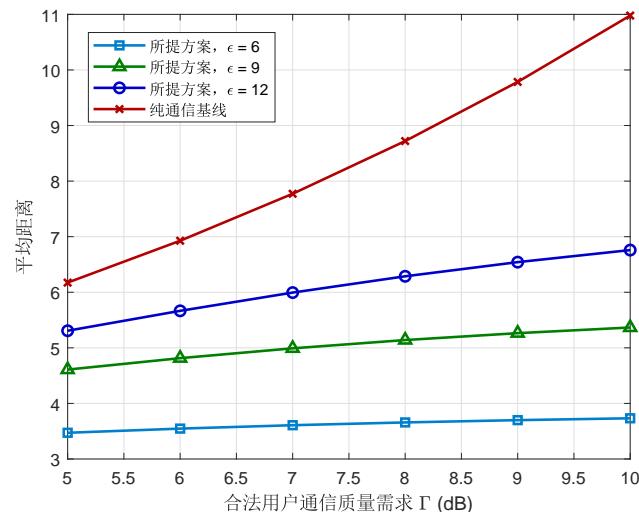
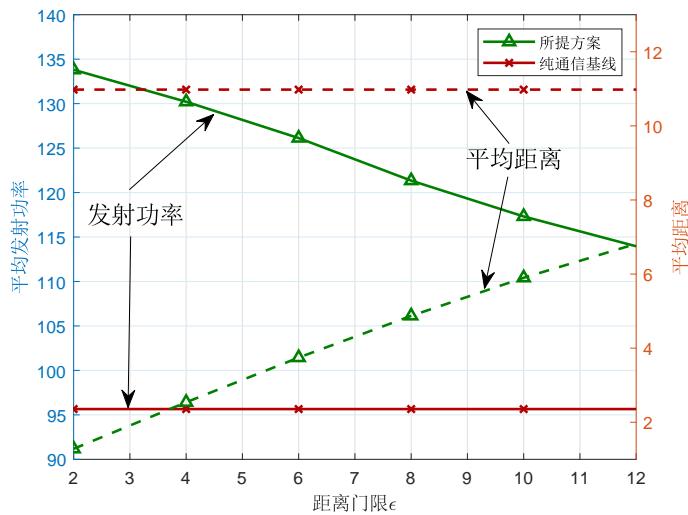


图 3.18 平均距离与合法用户通信质量需求 Γ 关系图
Fig. 3.18 Average Euclidean distance versus the QoS requirement of Bobs Γ

图3.16展示了合法用户和窃听者的接收信号，其中 16 种不同的颜色代表 16-QAM 的符号，三角形和圆点分别代表合法用户和窃听者的接收信号。可以看出，合法用户的接收信号与图3.15中的理想模式相同，这表明所提符号级预编码算法可以保证合法用户的通信要求。与此同时，由于窃听者的接收信号是混合在一起的，且任何两个不同码元符号对应的信号距离都小于门限值 $\varepsilon = 8$ ，这将对窃听者分离码元符号和检测保密信息

图 3.19 平均发射功率与平均距离与距离门限 ϵ 关系图Fig. 3.19 Average transmit power and average Euclidean distance versus ϵ

造成很大的困难，从而保证通信的安全性。

图3.17展示了平均发射功率与合法用户通信质量要求 Γ 的关系，其中分别绘制了所提方案在不同的通信安全要求 $\epsilon = 6, 9, 12$ 下的性能，以及作为基线的纯通信方案^[20]（记为“纯通信基线”）。 ϵ 为窃听者接收不同码元符号对应的信号距离门限，该门限值越小则窃听者越难分离出码元符号。可以看出，安全需求越高，即 ϵ 越小，基站需要更多的发射功率来干扰 Eve 的窃听。

图3.18展示了 Eve 不同接收符号之间的平均欧氏距离与合法用户通信质量要求 Γ 的关系。可以明显地看到所提物理层安全通信方案与忽略安全问题的纯通信方案之间存在显著的性能差异。由于不同码元符号对应信号间的距离决定 Eve 分类检测的难度，可以得出结论：所提算法较好地保证了通信系统的安全性。

最后，图3.19中展示了平均发射功率（实线）和平均欧氏距离（虚线）与距离门限 ϵ 的关系。可以看到，所提方案以一定的发射功率为代价带来显著的通信安全性能提升。此外，随着 ϵ 的增加，所提方案呈现出发射功率和安全距离之间的性能权衡。

3.8 本章小结

本章研究 MU-MISO 防窃听系统中的符号级预编码设计问题。首先分析了现有安全通信方案的性能缺陷，然后创新性地提出了基于欧式距离的安全衡量标准，用于评估符号级预编码系统的安全性能并指导相应的安全通信设计。在此基础上，分别针对用户和

窃听者 CSI 已知和不完美的情况联合优化符号级预编码向量，在满足合法用户通信质量和安全通信性能的限制下最小化发射功率，并提出了高效的优化算法。仿真结果表明，在面对潜在智能窃听者时，所提安全通信方案以更低的能耗展现出更好的防窃听性能，验证了所提安全衡量指标的合理性和有效性。随后，针对窃听者 CSI 未知的情况，利用符号级预编码的思想提出了新型的人工噪声方案，在保证安全性的同时提升合法用户的通信质量。最后，考虑了 QAM 系统中的安全通信设计。

4 面向 RIS 辅助通信系统的符号级预编码研究

4.1 引言

前面章节研究利用多天线发射机的符号级预编码技术来实现高质量和可靠通信。然而，影响系统性能的根本原因在于无线信道的时变特性，仅从发射端的预编码设计入手很难有效应对复杂多变的无线传播环境。因此，下一代无线通信网络需要引入变革性的技术来支撑持续增长的网络容量需求。智能超表面因其独特的低成本、低能耗、可编程、易部署等特点受到了广泛关注^[115]。RIS 的引入使得无线网络的设计从被动适应环境转变为自动控制环境，从而构建一个智能可控的无线传输环境。这将为下一代无线通信网络带来一种全新的通信网络范式，不仅能够用于增强传统通信网络，也将赋能更多全新的应用场景。

RIS 通常是由大量可重构的电磁单元排列而成，通过调节施加到每个电磁单元上的控制信号，可以改变它们的电磁特性，从而实现智能调控入射电磁波的幅度、相位、和极化等参数。RIS 的这一特性赋予了系统重塑无线传输环境的能力，并提供了电磁世界与数字世界的接口，因此在无线通信网络中极具应用前景。部署 RIS 不仅可以丰富信道的散射条件，提升系统的复用增益，而且能够在三维空间中对信号的传播方向进行调控和叠加，从而增强接收信号强度，提高信息传输性能。已有大量研究探索了 RIS 在无线通信系统中的应用^[50,116]，并展示了 RIS 提升网络覆盖和通信容量的潜力。其中多天线系统中联合设计预编码和 RIS 反射系数是一个备受关注的话题^[117,118]。根据不同场景的多样化需求，RIS 可以辅助基站提升系统的安全通信、能量传输、感知定位等性能。除了作为反射器辅助基站外，还可以利用 RIS 将基带信息直接调制到反射的高频载波信号上，构建基于单条射频链和 RIS 的新体制发射机。此外，RIS 还能作为一个双功能器件同时增强基站通信和实现被动信息传输，以极低的硬件复杂度和成本实现频谱共享和共生无线电，并能利用大量反射元素提供的被动反射增益提升通信性能。

受上述背景启发，本章提出面向 RIS 辅助通信系统的符号级预编码设计方案，旨在利用符号级预编码的符号域自由度进一步提升系统性能。本章的主要贡献如下：首先，针对 RIS 辅助基站通信的场景，提出符号级预编码和 RIS 反射系数联合设计方案，同时利用符号域以及基站和 RIS 的空域自由度提升系统的通信性能。然后，利用符号级预编码的特性，提出基于单根射频和 RIS 的被动信息传输方案。最后，研究基于 RIS 和符号级预编码的主/被动联合信息传输方案，以较低的硬件复杂度和成本实现频谱共享。

本章的内容安排如下：4.2节介绍智能超表面辅助通信系统的预编码研究进展；4.3节研究面向基站主动信息传输的优化设计；4.4节提出面向RIS被动信息传输的优化设计方案；4.5节研究面向主/被动联合信息传输的优化设计；最后4.6节总结本章主要内容。

4.2 RIS 辅助通信系统的预编码研究进展

RIS作为一个具有可重构性的空间电磁波调控器，能够智能地重构收发机之间的无线传输环境。部署RIS不仅可以提升恶劣传输环境下的通信性能，还为发射机的优化设计带来新的自由度。随着超材料相关技术的飞速发展，基站能够实时控制RIS的每个反射元件参数，以适应快速变化的无线通信环境。在这些优点的吸引下，学者们纷纷投入大量精力来探索RIS在无线通信系统中的应用^[50,115,116,119–122]。

近几年对RIS辅助基站通信的研究呈现出蓬勃发展的态势。学者们探索了RIS在传统通信场景中的诸多应用，包括保证蜂窝网络覆盖空洞区域的通信服务、增强小区边缘用户/室内用户的通信质量、抑制小区间干扰、提升热点区域的数据流传输、保证传输稳定性、辅助全双工通信等等。在这些应用场景中，基站预编码和RIS反射系数的联合设计是提升系统通信性能的关键。文献[123]中的实验表明，通过智能调控RIS的反射系数，能够实现反射链路和直射链路信号的相干叠加，以提升接收信号的强度；或者实现两路信号的相互消除，以减轻干扰或防止窃听。在此基础之上，大量理论研究针对不同通信场景提出基站预编码和RIS反射系数的联合设计方案，旨在最小化发射功率^[124]或提升系统其它性能指标，例如，频谱效率^[125]，能量收集^[126]，遍历容量^[127]，误码率^[128]，信道容量^[129]，总速率^[130]，能量效率^[131]，安全速率^[132]等等。为了促进RIS在实际应用中的部署，学者们提出了基于低分辨率移相器的RIS设计方案^[133]，以及考虑相位调节误差的RIS设计方案^[134]。此外，为了更高效地解决RIS反射系数优化设计问题，文献[135,136]中提出使用先进的机器学习算法。另外，文献[137–141]针对RIS辅助通信系统提出了一些实用的信道估计算法。

然而，现有的研究工作中，基站多采用传统的线性预编码方法，并与RIS联合设计以充分利用系统的空间自由度，从而实现抑制多用户干扰的根本目的。而采用符号级预编码^[142–144]可以同时利用空域和符号域的自由度，在与RIS联合设计的情况下，能够更好地利用多用户干扰，有望实现RIS和符号级预编码技术的共生增益。因此，本章将研究RIS辅助通信系统中RIS反射系数和符号级预编码联合设计的问题。

除了作为被动反射器件辅助基站的主动信息传输外，利用RIS还可以实现被动信息传输。文献[50–52]表明，通过改变反射系数能够将基带信息调制到入射的高频载波信号

上，从而实现基于 RIS 的被动信息传输系统。在上述研究基础之上，学者们逐渐开始关注基于 RIS 的主/被动联合信息传输方案。具体而言，RIS 用作一个双功能器件，不仅辅助增强基站的下行通信质量，还通过改变反射系数将所要传输的次信息嵌入到基站的发射信号中。这种基于 RIS 的共生无线电系统利用相同的频带同时对主用户和次用户进行信息传输，显著提高了频谱利用率。与基于反向散射的传统共生无线电系统^[145,146]相比，RIS 能够利用大量的无源反射器件提供较高的反射波束成形增益，从而有助于克服级联信道的双衰落效应并提高用户的通信质量。在文献[147,148]中，作者通过改变反射单元的开关状态实现二进制信息的嵌入。在文献[149]中，作者提出一种基于 RIS 的反射调制方案。在文献[150]中，作者通过联合设计基站预编码和 RIS 反射系数来传输 RIS 端的二进制符号信息。

虽然这些工作^[50–52,147–152]验证了利用 RIS 实现被动信息传输的可行性，但是现有设计方案中，RIS 的反射模式选择相对有限，没有充分利用 RIS 引入的设计自由度，从而限制了次信息的传输效率。更重要的是，在现有设计方案中，主用户和次用户都需要联合检测基站传输的主信息和 RIS 传输的次信息，这显著增加了接收机的计算复杂度。为了克服这些问题，本章提出基于符号级预编码的设计方案，旨在提高系统的设计自由度和降低接收机的复杂度。

4.3 面向基站主动信息传输的优化设计

本节考虑利用 RIS 被动反射信号的基本功能来辅助基站进行下行多用户通信，其中基站采用符号级预编码来充分挖掘多用户系统的“有益干扰”增益。

4.3.1 系统模型描述

考虑如图4.1所示的 RIS 辅助下行多用户通信系统，其中基站配有 N_t 根以 ULA 排列的发射天线，在一个 RIS 的辅助下服务 K 个单天线用户。该 RIS 由 N 个无源反射元件组成，通过调整这些反射元件的相关硬件参数可以改变入射信号的相移。在实际应用中，基站将联合优化后的反射系数信息通过专用的控制链路传给 RIS 端的控制器，然后控制器对应地调控每个反射元件的参数。定义 RIS 的反射系数向量为 $\phi \triangleq [\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_N]^T$ ，其中每个反射元素满足 $|\phi_n| = 1, n = 1, 2, \dots, N$ 。定义 $\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{N \times N_t}$, $\mathbf{h}_k \in \mathbb{C}^{N_t}$ 和 $\mathbf{h}_{r,k} \in \mathbb{C}^N$ 分别代表基站与 RIS、基站与第 k 个用户和 RIS 与第 k 个用户之间的信道。基站利用现有的信道估计算法^[137,138]能够获得所需的 CSI。

为了充分利用系统资源提升用户通信质量，基站在 RIS 的辅助下进行符号级预编码设计，通过联合优化实现 RIS 和符号级预编码的双重性能增益。设发送符号为 $\Omega\text{-PSK}$ ，

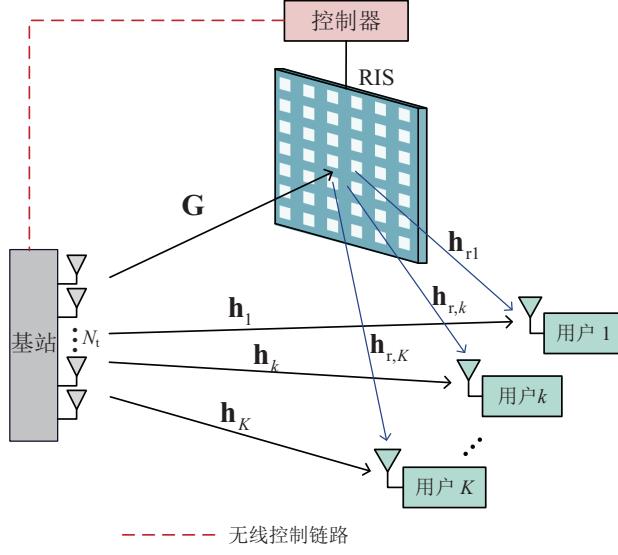


图 4.1 RIS 辅助多用户通信系统图
Fig. 4.1 The RIS-enhanced MU-MISO systems

则发送符号向量 $\mathbf{s}_m \triangleq [s_{m,1}, s_{m,2}, \dots, s_{m,K}]$ 有 Ω^K 个不同的组合，即 $m = 1, 2, \dots, \Omega^K$ 。当发送不同的 \mathbf{s}_m 时，基站相应地改变发射信号 $\mathbf{x}_m \in \mathbb{C}^{N_t}$ 来利用多用户干扰提升通信质量。发射信号经过直射和反射路径后到达第 k 个用户的接收信号为

$$r_{m,k} = (\mathbf{h}_k^H + \mathbf{h}_{r,k}^H \Phi \mathbf{G}) \mathbf{x}_m + n_k, \quad \forall m \quad (4.1)$$

式中， $\Phi \triangleq \text{diag}\{\phi\}$ 代表 RIS 的反射系数矩阵， $n_k \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_k^2)$ 为第 k 个用户的 AWGN。由于一般情况下 RIS 反射系数的调整速度要远低于基站传输符号信息的速度，RIS 的反射系数在通信 CSI 的相干时隙内保持不变，而与此同时基站的发射信号根据发送符号信息相应地变化。因此，RIS 反射系数的设计应该考虑所有可能的符号级预编码向量。定义包含所有符号级预编码向量的矩阵 $\mathbf{X} \triangleq [\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \dots, \mathbf{x}_{\Omega^K}]$ ，则发射信号的平均功率为

$$P_{\text{ave}} = \frac{\|\mathbf{X}\|_F^2}{\Omega^K} \quad (4.2)$$

根据绪论中的描述，对于给定的信噪比要求 Γ_k ，相应的通信质量限制条件为

$$[\Re\{\tilde{r}_{m,k} e^{-j\angle s_{m,k}}\} - \sigma_k \sqrt{\Gamma_k}] \sin \vartheta - |\Im\{\tilde{r}_{m,k} e^{-j\angle s_{m,k}}\}| \cos \vartheta \geq 0, \quad \forall k, \forall m \quad (4.3)$$

式中，无噪声接收信号 $\tilde{r}_{m,k} = (\mathbf{h}_k^H + \mathbf{h}_{r,k}^H \Phi \mathbf{G}) \mathbf{x}_m$ 。

基于上述模型，本节考虑 RIS 辅助基站主动信息传输系统中的两个典型优化问题：

1) 功率最小化问题, 即在保证用户通信质量要求的同时最小化平均发射功率; 2) 公平性问题, 即在给定发射功率的条件下最大化最小的用户通信性能指标。

4.3.2 针对功率最小化问题的联合设计

首先考虑功率最小化问题的联合设计, 在满足通信质量要求的条件下最小化发射功率。因此, 联合设计符号级预编码矩阵 \mathbf{X} 和 RIS 反射系数 ϕ 的优化问题建模为

$$\min_{\mathbf{X}, \phi} \|\mathbf{X}\|_F^2 \quad (4.4a)$$

$$\text{s.t. } [\Re\{\tilde{r}_{m,k}e^{-j\angle s_{m,k}}\} - \sigma_k \sqrt{\Gamma_k}] \sin \vartheta - |\Im\{\tilde{r}_{m,k}e^{-j\angle s_{m,k}}\}| \cos \vartheta \geq 0, \quad \forall k, \forall m \quad (4.4b)$$

$$\tilde{r}_{m,k} = (\mathbf{h}_k^H + \mathbf{h}_{r,k}^H \Phi \mathbf{G}) \mathbf{x}_m, \quad \forall k, \forall m \quad (4.4c)$$

$$\Phi = \text{diag}\{\phi\}, \quad |\phi_n| = 1, \quad \forall n \quad (4.4d)$$

显然由于 RIS 的恒模约束条件 (4.4d), 此问题是非凸的。而且, 优化变量 \mathbf{X} 的维度很大。为了解决这些难题, 本小节提出将这个双变量问题分解为两个子问题, 然后迭代进行求解。具体的求解方法如下。

(1) 给定 ϕ , 设计符号级预编码矩阵 \mathbf{X}

给定 RIS 反射系数 ϕ 后, 基站与用户之间的等效信道为 $\tilde{\mathbf{h}}_k \triangleq \mathbf{h}_k + \mathbf{G}^H \Phi^H \mathbf{h}_{r,k}, \forall k$ 。由于不同预编码向量 $\mathbf{x}_m, m = 1, 2, \dots, \Omega^K$ 是相互独立的, 所以功率最小化问题可以分解为 Ω^K 个子问题。其中, 第 m 个子问题为

$$\min_{\mathbf{x}_m} \|\mathbf{x}_m\|^2 \quad (4.5a)$$

$$\text{s.t. } [\Re\{\tilde{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{x}_m e^{-j\angle s_{m,k}}\} - \sigma_k \sqrt{\Gamma_k}] \sin \vartheta - |\Im\{\tilde{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{x}_m e^{-j\angle s_{m,k}}\}| \cos \vartheta \geq 0, \quad \forall k \quad (4.5b)$$

这是符号级预编码设计的一个典型问题, 如绪论中所述, 可以使用多种高效的算法求解该问题。

(2) 给定 \mathbf{X} , 设计 RIS 反射系数 ϕ

在求得所有符号级预编码向量 $\mathbf{x}_m, m = 1, 2, \dots, \Omega^K$ 之后, 原始问题的目标函数值已经确定。也就是说, 在给定 $\mathbf{x}_m, \forall m$ 的情况下, 反射系数的设计变成一个可行性问题, 其结果不会直接影响问题 (4.4) 的功率最小化目标。为了在保证可行性的同时促进下一次迭代时的功率降低, 本小节提出一个新的目标函数来优化 ϕ 。

由于功率最小化问题 (4.5) 是一个凸问题, 其最优解 \mathbf{x}_m 通常会使约束条件 (4.5b) 的左侧等于一个相对较小的正值, 也就是说, 通信的限制条件几乎正好满足。因此, 为了促进下一次迭代进一步降低发射功率, 本小节将使用更加严格的通信约束条件 (4.6b) 代

替原始的条件(4.5b)来优化 ϕ ,以此给下次迭代中发射信号的设计和功率最小化提供更大的自由度。基于此,RIS反射系数的设计问题转化为

$$\max_{\phi, \alpha_{m,k}} \sum_{m=1}^{\Omega^K} \sum_{k=1}^K \alpha_{m,k} \quad (4.6a)$$

$$\text{s.t. } [\Re\{\tilde{r}_{m,k}e^{-j\angle s_{m,k}}\} - \sigma_k \sqrt{\Gamma_k}] \sin \vartheta - |\Im\{\tilde{r}_{m,k}e^{-j\angle s_{m,k}}\}| \cos \vartheta \geq \alpha_{m,k}, \forall k, \forall m \quad (4.6b)$$

$$\tilde{r}_{m,k} = (\mathbf{h}_k^H + \mathbf{h}_{r,k}^H \Phi \mathbf{G}) \mathbf{x}_m, \forall k, \forall m \quad (4.6c)$$

$$\Phi = \text{diag}\{\phi\}, |\phi_n| = 1, \forall n \quad (4.6d)$$

式中,辅助变量 $\alpha_{m,k}$ 可以看做是满足通信质量要求后的余量。然后,通过定义下式

$$a_{m,k} \triangleq \mathbf{h}_k^H \mathbf{x}_m e^{-j\angle s_{m,k}}, \forall k, \forall m \quad (4.7a)$$

$$\mathbf{b}_{m,k} \triangleq \text{diag}\{\mathbf{h}_{r,k}\} \mathbf{G}^* \mathbf{x}_m^* e^{j\angle s_{m,k}}, \forall k, \forall m \quad (4.7b)$$

$$\hat{r}_{m,k} \triangleq a_{m,k} + \phi^H \mathbf{b}_{m,k} \quad (4.7c)$$

问题(4.6)整理成以下更加简洁的形式

$$\min_{\phi} \sum_{m=1}^{\Omega^K} \sum_{k=1}^K |\Im\{\hat{r}_{m,k}\}| \cos \vartheta - [\Re\{\hat{r}_{m,k}\} - \sigma_k \sqrt{\Gamma_k}] \sin \vartheta \quad (4.8a)$$

$$\text{s.t. } |\phi_n| = 1, \forall n \quad (4.8b)$$

目标函数(4.8a)中的取绝对值操作不可导,而且限制条件(4.8b)中的恒模约束是非凸的,这都给问题求解造成了很大困难。针对这些问题,本小节提出一个基于光滑近似函数和黎曼流形的算法求解该问题。

首先使用一个光滑可微函数来近似目标函数(4.8a)。目标函数(4.8a)可以简洁地表示为 $|a| + b$ 的形式,其中 a 和 b 均为标量。那么,取绝对值的操作展开为 $|a| + b = \max\{a + b, -a + b\}$ 。然后利用著名的log-sum-exp凸函数近似^[86]得到

$$\max\{a + b, -a + b\} \approx \varepsilon \log [\exp((a + b)/\varepsilon) + \exp((-a + b)/\varepsilon)] \quad (4.9)$$

式中 ε 是一个相对较小的正数。因此,问题(4.8)转化为

$$\min_{\phi} g \triangleq \sum_{i=1}^{K\Omega^K} \varepsilon \log [\exp(f_{2i-1}/\varepsilon) + \exp(f_{2i}/\varepsilon)] \quad (4.10a)$$

$$\text{s.t. } |\phi_n| = 1, \forall n \quad (4.10b)$$

为了简洁起见，问题(4.10)中的 $f_i, i = 1, 2, \dots, K\Omega^K$ 定义如下

$$f_{2i-1} \triangleq \Im\{\hat{r}_{m,k}\} \cos \vartheta - [\Re\{\hat{r}_{m,k}\} - \sigma_k \sqrt{\Gamma_k}] \sin \vartheta \quad (4.11a)$$

$$= \Re\{\boldsymbol{\phi}^H\} \mathbf{a}_{2i-1} + \Im\{\boldsymbol{\phi}^H\} \mathbf{b}_{2i-1} + c_{2i-1} \quad (4.11b)$$

$$f_{2i} \triangleq -\Im\{\hat{r}_{m,k}\} \cos \vartheta - [\Re\{\hat{r}_{m,k}\} - \sigma_k \sqrt{\Gamma_k}] \sin \vartheta \quad (4.11c)$$

$$= \Re\{\boldsymbol{\phi}^H\} \mathbf{a}_{2i} + \Im\{\boldsymbol{\phi}^H\} \mathbf{b}_{2i} + c_{2i} \quad (4.11d)$$

式中， $i = K(m-1) + k$ 且

$$\mathbf{a}_{2i-1} \triangleq \Im\{\mathbf{b}_{m,k} \cos \vartheta - \Re\{\mathbf{b}_{m,k}\} \sin \vartheta \quad (4.12a)$$

$$\mathbf{a}_{2i} \triangleq -\Im\{\mathbf{b}_{m,k}\} \cos \vartheta - \Re\{\mathbf{b}_{m,k}\} \sin \vartheta \quad (4.12b)$$

$$\mathbf{b}_{2i-1} \triangleq \Re\{\mathbf{b}_{m,k}\} \cos \vartheta + \Im\{\mathbf{b}_{m,k}\} \sin \vartheta \quad (4.12c)$$

$$\mathbf{b}_{2i} \triangleq -\Re\{\mathbf{b}_{m,k}\} \cos \vartheta + \Im\{\mathbf{b}_{m,k}\} \sin \vartheta \quad (4.12d)$$

$$c_{2i-1} \triangleq \Im\{a_{m,k}\} \cos \vartheta - \Re\{a_{m,k}\} \sin \vartheta + \sigma_k \sqrt{\Gamma_k} \sin \vartheta \quad (4.12e)$$

$$c_{2i} \triangleq -\Im\{a_{m,k}\} \cos \vartheta - \Re\{a_{m,k}\} \sin \vartheta + \sigma_k \sqrt{\Gamma_k} \sin \vartheta \quad (4.12f)$$

获得光滑可导的目标函数之后，非凸的恒模限制成为问题求解的主要矛盾。有两种常用的方法来解决这种类型的约束，一种是非凸近似，另一种是交替优化。然而，由于非凸近似方法求解的往往是原问题的一个近似凸问题，这将不可避免地造成一定的性能损失。另一方面，由于可能涉及大量的变量迭代优化，交替优化方法往往收敛十分缓慢。为了克服这些问题，本小节使用基于黎曼流形的算法，该算法可以保证获得一个原始优化问题的局部最优解，并且收敛速度非常快。

在介绍所提算法之前，首先描述一些黎曼流形相关的概念。黎曼流形是一种微分流形，流形上的每个点都有一个与欧式空间同构的邻域，这个点可以移动的方向称为它的切向量，所有切向量组成的空间称为它的切空间。与欧式空间类似，目标函数在切空间下降最快的方向对应的切向量称为黎曼梯度。而且，黎曼梯度是欧式梯度在其对应切空间上的正交投影。因此，针对欧式空间提出的高效求解算法，如共轭梯度法和信赖域法等，在经过相应的修正之后都适用于黎曼流形空间。接下来，将具体描述如何应用基于黎曼流形的算法来求解问题(4.10)。

定义 $\tilde{\Phi} \triangleq [\Re\{\boldsymbol{\phi}\}, \Im\{\boldsymbol{\phi}\}]^T$ ，恒模约束(4.10b)等效为一个 $2N$ 维的斜流形

$$\mathcal{M} \triangleq \left\{ \tilde{\Phi} \in \mathbb{R}^{2 \times N} : [\tilde{\Phi}(:, n)]^T \tilde{\Phi}(:, n) = 1, \forall n \right\} \quad (4.13)$$

该流形的切空间为

$$T_{\tilde{\Phi}}\mathcal{M} = \left\{ \mathbf{P} \in \mathbb{C}^{2 \times N} : [\tilde{\Phi}(:, n)]^T \mathbf{P}(:, n) = 0, \forall n \right\} \quad (4.14)$$

为了推导黎曼共轭梯度法，需要根据欧式梯度来计算相应的黎曼梯度。设 $\tilde{\phi}_n$ 为 $\tilde{\Phi}$ 的第 n 列，目标函数 $g(\tilde{\Phi})$ 的欧式梯度可以表示为

$$\nabla_{\tilde{\Phi}} g = \left[\frac{\partial g}{\partial \tilde{\phi}_1}, \frac{\partial g}{\partial \tilde{\phi}_2}, \dots, \frac{\partial g}{\partial \tilde{\phi}_N} \right] \quad (4.15)$$

根据链式法则， $\nabla_{\tilde{\Phi}} g$ 的第 n 列通过以下计算得到

$$\frac{\partial g}{\partial \tilde{\phi}_n} = \frac{\partial \Re\{\phi^H\}}{\partial \tilde{\phi}_n} \left(\frac{\partial g}{\partial \Re\{\phi^H\}} \right)^T + \frac{\partial \Im\{\phi^H\}}{\partial \tilde{\phi}_n} \left(\frac{\partial g}{\partial \Im\{\phi^H\}} \right)^T \quad (4.16)$$

同时，根据上述定义可以得到

$$\frac{\partial \Re\{\phi^H\}}{\partial \tilde{\phi}_n} = [\mathbf{e}_n, \mathbf{0}]^T \quad (4.17a)$$

$$\frac{\partial \Im\{\phi^H\}}{\partial \tilde{\phi}_n} = [\mathbf{0}, \mathbf{e}_n]^T \quad (4.17b)$$

式中， $\mathbf{e}_n \in \mathbb{R}^N$ 表示单位阵 \mathbf{I}_N 的第 n 列。根据式 (4.10a) 和式 (4.11) 中的结果，可以得到以下偏导数

$$\frac{\partial g}{\partial \Re\{\phi^H\}} = \sum_{i=1}^{K\Omega^K} \frac{\exp(f_{2i-1}/\varepsilon) \mathbf{a}_{2i-1}^T + \exp(f_{2i}/\varepsilon) \mathbf{a}_{2i}^T}{\exp(f_{2i-1}/\varepsilon) + \exp(f_{2i}/\varepsilon)} \quad (4.18a)$$

$$\frac{\partial g}{\partial \Im\{\phi^H\}} = \sum_{i=1}^{K\Omega^K} \frac{\exp(f_{2i-1}/\varepsilon) \mathbf{b}_{2i-1}^T + \exp(f_{2i}/\varepsilon) \mathbf{b}_{2i}^T}{\exp(f_{2i-1}/\varepsilon) + \exp(f_{2i}/\varepsilon)} \quad (4.18b)$$

随后，将式 (4.17) 和 (4.18) 带入 (4.16)，可以计算得到所需的欧式梯度。基于此，黎曼梯度根据下式获得

$$\text{grad}_{\tilde{\Phi}} g = \mathcal{P}_{\tilde{\Phi}} (\nabla_{\tilde{\Phi}} g) = \nabla_{\tilde{\Phi}} g - \tilde{\Phi} \text{diag}\{\tilde{\Phi}^T \nabla_{\tilde{\Phi}} g\} \quad (4.19)$$

式中， $\mathcal{P}_{\tilde{\Phi}}(\cdot)$ 表示将其投影到切空间上。

根据计算得到的黎曼梯度，可以将在欧式空间中推导的经典搜索算法应用到黎曼流形空间上。考虑到共轭梯度法具有收敛速度快、存储量低以及简单易实现的特点，本小节将推导黎曼流形空间中的共轭梯度算法，称为黎曼共轭梯度法 (Riemannian Conjugate Gradient, RCG)。由于黎曼空间不同于欧式空间的特性，RCG 算法的工作模式将与传统

的 CG 算法有所不同。具体来说，在 RCG 算法的第 p 次迭代中，搜索方向 \mathbf{d}_p 是由黎曼梯度 $\text{grad}_{\tilde{\Phi}}g(\tilde{\Phi}_p)$ 和第 $(p - 1)$ 次迭代的搜索方向 \mathbf{d}_{p-1} 共同决定的。由于这两个向量位于不同的切空间里，不能直接合并，所以需要借助于向量转移算子将 \mathbf{d}_{p-1} “平移”到切空间 $\text{grad}_{\tilde{\Phi}}g(\tilde{\Phi}_p)$ 上。具体来说，第 p 次的搜索方向 \mathbf{d}_p 为

$$\mathbf{d}_p = -\text{grad}_{\tilde{\Phi}}g(\tilde{\Phi}_p) + \beta_p \mathbf{d}_{p-1}^t \quad (4.20)$$

式中， β_p 为 Polak-Ribiere 参数^[153]，上标“t”代表向量转移算子。第 p 次的搜索步长 α_p 由 Armijo 回溯线搜索方法^[153]获得。因此，第 p 次的更新表示为

$$\tilde{\Phi}_p = \text{Retr}_{\tilde{\Phi}}(\tilde{\Phi}_{p-1} + \alpha_p \mathbf{d}_p) \quad (4.21)$$

式中， $\text{Retr}_{\tilde{\Phi}}(\cdot)$ 为收缩算子，将所得点收缩到流形空间上。根据上面的描述，迭代求得 $\tilde{\Phi}^*$ 。随后，RIS 反射系数向量 ϕ^* 根据下式计算得到

$$\phi^* = [\tilde{\Phi}^*(1, :)]^T + \gamma [\tilde{\Phi}^*(2, :)]^T \quad (4.22)$$

上述所提基于 RCG 的 RIS 反射系数设计算法总结在表4.1中。

表 4.1 基于 RCG 的 RIS 反射系数设计算法
Tab. 4.1 RCG-based RIS reflecting design algorithm

基于 RCG 的 RIS 反射系数设计算法
输入: $g(\tilde{\Phi})$, $\tilde{\Phi}_0 \in \mathcal{M}$, N_{\max} , δ_{th}
输出: ϕ^*
1: 初始化 $p = 0$, $\delta = \infty$, $\mathbf{d}_0 = -\text{grad}_{\tilde{\Phi}}g(\tilde{\Phi}_0)$
2: while $p \leq N_{\max}$ 且 $\delta \geq \delta_{\text{th}}$ do
3: 根据式 (4.19) 计算黎曼梯度 $\text{grad}_{\tilde{\Phi}}g(\tilde{\Phi}_p)$
4: 选择 Polak-Ribiere 参数 β_p ^[153]
5: 根据式 (4.20) 计算搜索方向 \mathbf{d}_p
6: 利用 Armijo 回溯线搜索法计算步长 α_p ^[153]
7: 根据式 (4.21) 计算 $\tilde{\Phi}_p$
8: $\delta = \left\ \text{grad}_{\tilde{\Phi}}g(\tilde{\Phi}_p) \right\ ^2$
9: $p := p + 1$
10: end while
11: $\tilde{\Phi}^* = \tilde{\Phi}_p$, 根据式 (4.22) 构建 ϕ^*

由表4.1中的算法求得理想 RIS 的反射系数，即反射元素的相移是连续的。然而，实际应用中通常使用低分辨率的反射单元，以获得更高的硬件效率。因此，在获得理想的

反射系数 ϕ^* 之后，可以直接量化获得 B 比特 RIS 反射系数为

$$\phi_d(n) = \left[\frac{\phi^*(n)}{2\pi/2^B} \right]_r \times \frac{2\pi}{2^B}, \quad \forall n \quad (4.23)$$

(3) 算法总结和分析

根据上面的推导和描述，针对功率最小化问题的符号级预编码和反射系数联合设计算法总结在表4.2中。概括来说，给定初值 ϕ_0 后，分别通过求解问题 (4.5) 和 (4.6) 来迭代更新符号级预编码向量 \mathbf{x}_m , $m = 1, 2, \dots, \Omega^K$ 和 RIS 反射系数 ϕ ，直到算法收敛。

表 4.2 针对功率最小化问题的符号级预编码与反射系数联合设计算法

Tab. 4.2 Joint symbol-level precoding and reflection design algorithm for power minimization problem

针对功率最小化问题的符号级预编码与反射系数联合设计算法
输入: $\mathbf{h}_k, \mathbf{h}_{r,k}, \sigma_k, \Gamma_k, \forall k, \mathbf{G}, \Omega, B, N_{\max}, \delta_{\text{th}}$
输出: ϕ^*, \mathbf{X}^*
1: 求解问题 (4.24) 来初始化 ϕ_0 , $n = 0$, $\delta = \infty$, $p_t = 0$
2: while $n \leq N_{\max}$ 且 $\delta \geq \delta_{\text{th}}$ do
3: $p_{\text{pre}} = p_t$
4: 求解问题 (4.5) 获得 \mathbf{x}_m , $m = 1, 2, \dots, \Omega^K$
5: 根据表4.1计算连续相位的 RIS 反射系数 ϕ
6: 根据式 (4.23) 计算低分辨率相移 ϕ_d
7: $p_t = \ \mathbf{X}\ _F^2$
8: $\delta = (p_t - p_{\text{re}})/p_{\text{re}} $
9: $n := n + 1$
10: end while
11: $\phi^* = \phi$ 或 ϕ_d , $\mathbf{X}^* = \mathbf{X}$

考虑到 RCG 算法是一种局部搜索算法，因此靠近最优解的初始值将会实现更好的性能并加速算法收敛。接下来提出一种启发式初始化算法来获得 RIS 反射系数的初值 ϕ_0 。直观来讲，通信系统的性能取决于用户的信道质量，通常体现为信道增益。因此，本小节提出最大化用户的信道增益来初始化 RIS 的反射系数。相应的优化问题建模为

$$\max_{\phi_0} \min_k \|\mathbf{h}_k^H + \mathbf{h}_{r,k}^H \Phi_0 \mathbf{G}\|^2 \quad (4.24a)$$

$$\text{s.t. } \Phi_0 = \text{diag}\{\phi_0\}, |\phi_n| = 1, \forall n \quad (4.24b)$$

为了算法推导方便，先将目标函数 (4.24a) 整理为一个更简洁的形式

$$\begin{aligned} f_k(\phi_0) &\triangleq \|\mathbf{h}_k^H + \mathbf{h}_{r,k}^H \Phi_0 \mathbf{G}\|^2 = \|\mathbf{h}_k^T + \phi_0^H \mathbf{G}_k\|^2 \\ &= \phi_0^H \mathbf{G}_k \mathbf{G}_k^H \phi_0 + \phi_0^H \mathbf{G}_k \mathbf{h}_k^* + \mathbf{h}_k^T \mathbf{G}_k^H \phi_0 + \mathbf{h}_k^T \mathbf{h}_k^* \end{aligned} \quad (4.25)$$

式中, $\mathbf{G}_k \triangleq \text{diag}\{\mathbf{h}_{r,k}\} \mathbf{G}^*$, $\forall k$ 。随后, 利用 log-sum-exp 函数将问题转化为

$$\min_{\phi_0} g(\phi_0) \triangleq \varepsilon \log \sum_{k=1}^K \exp(-f_k(\phi_0)/\varepsilon) \quad (4.26a)$$

$$\text{s.t. } |\phi_n| = 1, \quad \forall n \quad (4.26b)$$

式中, 恒模约束 (4.26b) 为一个 N 维的复数域圆流形 $\mathcal{M} \triangleq \{\phi_0 \in \mathbb{C}^N : |\phi_n| = 1, \forall n\}$, 其切空间为

$$T_{\phi_0} \mathcal{M} = \{\mathbf{p} \in \mathbb{C}^N : \Re\{\mathbf{p} \circ \phi_0^*\} = \mathbf{0}_N\} \quad (4.27)$$

因此, $g(\phi_0)$ 的黎曼梯度为

$$\text{grad}_{\phi_0} g = \nabla_{\phi_0} g - \Re\{\nabla_{\phi_0} g \circ \phi_0^*\} \circ \phi_0 \quad (4.28)$$

式中, 欧式梯度 $\nabla_{\phi_0} g$ 根据下式计算得到

$$\nabla_{\phi_0} g = \frac{\sum_{k=1}^K \left\{ \exp(-f_k(\phi_0)/\varepsilon) (-2\mathbf{G}_k \mathbf{G}_k^H \phi_0 - 2\mathbf{G}_k \mathbf{h}_k^*) \right\}}{\sum_{k=1}^K \exp(-f_k(\phi_0)/\varepsilon)} \quad (4.29)$$

此时可以直接由表4.1中所描述的 RCG 算法来获得 RIS 反射系数的初始值 ϕ_0 。

接下来简要分析一下所提算法的计算复杂度, 并通过对比展示其有效性。由 RCG 算法获得初始值 ϕ_0 的复杂度为 $\mathcal{O}\{N^{1.5}\}$ 。由梯度投影法求解预编码向量 \mathbf{x}_m 的复杂度为 $\mathcal{O}\{N_t^3\}$, 由 RCG 算法求解 $\tilde{\phi}$ 的复杂度为 $\mathcal{O}\{(2N)^{1.5}\}$ 。因此, 表4.2中所提联合优化算法的总计算复杂度为 $\mathcal{O}\{\Omega^K N_t^3 + (2N)^{1.5}\}$ 。为了展示所提算法的有效性, 进一步分析文献[124]中块级预编码与 RIS 反射系数联合设计算法的复杂度。其中, 求解线性块级预编码矩阵的问题是一个 SOCP 问题, 使用经典的内点法进行求解的复杂度为 $\mathcal{O}\{N_t^{4.5} K^{3.5}\}$, 使用经典的半正定松弛算法求解 RIS 反射系数的复杂度为 $\mathcal{O}\{K^{3.5} N^{2.5} + K^{2.5} N^{3.5}\}$ 。因此, 文献[124]中对比方案的总计算复杂度为 $\mathcal{O}\{N_t^{4.5} K^{3.5} + K^{3.5} N^{2.5} + K^{2.5} N^{3.5}\}$ 。可以看到, 对比方案的计算复杂度是关于发射天线数、反射元件数和用户数的多项式函数, 而本小节所提算法的复杂度是基数为调制阶数、指数为用户数的指数函数。后续仿真将会展示, 所提算法以复杂度为代价带来显著的性能提升。而且, 在用户数或调制阶数不是很大的情况下, 所提算法的计算负荷仍然是可接受的。

4.3.3 针对 max-min 公平性问题的联合设计

本小节考虑 max-min 公平性问题的联合设计, 旨在使用有限的发射功率来最大化最小的用户通信性能指标。因此, 联合设计符号级预编码矩阵 \mathbf{X} 和 RIS 反射系数 ϕ 的优

化问题建模为

$$\max_{\mathbf{X}, \phi} \min_{m,k} \Re \left\{ \tilde{r}_{m,k} e^{-j\angle s_{m,k}} \right\} \sin \vartheta - |\Im \left\{ \tilde{r}_{m,k} e^{-j\angle s_{m,k}} \right\}| \cos \vartheta \quad (4.30a)$$

$$\text{s.t. } \tilde{r}_{m,k} = (\mathbf{h}_k^H + \mathbf{h}_{r,k}^H \Phi \mathbf{G}) \mathbf{x}_m, \forall k, \forall m \quad (4.30b)$$

$$\Phi = \text{diag}\{\phi\}, |\phi_n| = 1, \forall n \quad (4.30c)$$

$$\|\mathbf{X}\|^2 \leq P\Omega^K \quad (4.30d)$$

式中, P 为平均功率限制。与上一小节类似, 本小结将这个双变量的联合设计问题分解为符号级预编码设计与 RIS 反射系数设计两个问题进行迭代求解。

(1) 给定 ϕ , 设计符号级预编码矩阵 \mathbf{X}

对于给定的 RIS 反射系数 ϕ , 基站与第 k 个用户之间的等效信道表示为 $\tilde{\mathbf{h}}_k \triangleq \mathbf{h}_k + \mathbf{G}^H \Phi^H \mathbf{h}_{r,k}$ 。因此, 优化设计符号级预编码矩阵 \mathbf{X} 的子问题表示为

$$\max_{\mathbf{X}, t} t \quad (4.31a)$$

$$\text{s.t. } \Re \left\{ \tilde{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{x}_m e^{-j\angle s_{m,k}} \right\} \sin \vartheta - |\Im \left\{ \tilde{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{x}_m e^{-j\angle s_{m,k}} \right\}| \cos \vartheta \geq t, \forall k, \forall m \quad (4.31b)$$

$$\|\mathbf{X}\|^2 \leq P\Omega^K \quad (4.31c)$$

这显然是一个凸优化问题, 可以使用标准的凸优化工具进行求解。然而, 考虑到 \mathbf{X} 过大的维度将使算法的计算复杂度过高, 本小节提出将该问题分解为 Ω^K 个子问题分别求解。不同于上一小节中的功率最小化问题, 公平性问题中不同符号级预编码向量 \mathbf{x}_m 之间是相互耦合的, 不能直接对其进行分解。此外, 受传统块级预编码求解算法的启发, 建立 max-min 公平性问题和功率最小化问题之间的联系将有助于降低求解复杂度。因此, 提出以下命题将问题 (4.31) 转化为 Ω^K 个功率最小化问题, 实现高效求解。

命题 4.1 设 $\mathbf{x}_1^*, \mathbf{x}_2^*, \dots, \mathbf{x}_{\Omega^K}^*$ 为问题 (4.31) 的最优解。设 $\tilde{\mathbf{x}}_1^*, \tilde{\mathbf{x}}_2^*, \dots, \tilde{\mathbf{x}}_{\Omega^K}^*$ 为功率最小化问题 (4.5) 的最优解, 其中所有用户的通信质量要求为 $t_0 = \sigma_k \sqrt{\Gamma_k} \sin \vartheta, \forall k$ 。那么, $\mathbf{x}_m^* = \sqrt{P_m} \tilde{\mathbf{x}}_m^* / \|\tilde{\mathbf{x}}_m^*\|$, 即 \mathbf{x}_m^* 可以由 $\tilde{\mathbf{x}}_m^*$ 进行缩放获得, 其中 $P_m \geq 0$ 为分配给第 m 个预编码向量的能量, $\sum_{m=1}^{\Omega^K} P_m = P\Omega^K$ 。而且, \mathbf{x}_m^* 获得的最小通信质量性能指标为 $\sqrt{P_m} t_0 / \|\mathbf{x}_m^*\|$ 。

证明: 详见A.1节。

命题 4.1 表明, max-min 公平性问题的解可以由功率最小化问题的解计算得来。由于功率最小化问题可以使用高效的梯度投影法^[138] 等进行求解, 本小节提出将 max-min 公平性问题转化为功率最小化问题来降低计算复杂度。根据上述命题, max-min 公平性

问题(4.31)可以分解为功率最小化问题和功率分配问题。具体来说，首先在给定通信质量要求 $t_0 > 0$ 的限制下求解功率最小化问题(4.5)获得 $\tilde{\mathbf{x}}_m^*$ ，然后根据对应的缩放关系将 max-min 公平性问题转化为一个功率分配问题，如下所示

$$\max_{P_m, \forall m} t \quad (4.32a)$$

$$\text{s.t. } t \leq \frac{\sqrt{P_m}t_0}{\|\tilde{\mathbf{x}}_m^*\|}, \forall m \quad (4.32b)$$

$$\sum_{m=1}^{\Omega^K} P_m \leq P\Omega^K \quad (4.32c)$$

为了进一步降低复杂度，接下来提出一个高效解法求解该凸问题。通过定义一个功率向量 $\mathbf{p} \triangleq [\sqrt{P_1}, \sqrt{P_2}, \dots, \sqrt{P_{\Omega^K}}]^T$ ，问题(4.32)可以整理为

$$\max_{\mathbf{p}, t} t \quad (4.33a)$$

$$\text{s.t. } t \leq \mathbf{e}_m^T \mathbf{p}, \forall m \quad (4.33b)$$

$$\|\mathbf{p}\|^2 \leq P\Omega^K \quad (4.33c)$$

式中， \mathbf{e}_m 表示单位阵的第 m 列乘以 $t_0/\|\tilde{\mathbf{x}}_m^*\|$ 。观察可以发现，该问题与 max-min 公平性问题(4.31)的形式相同，因此再次使用命题4.1 将其转化为如下的功率最小化问题

$$\min_{\mathbf{p}} \|\mathbf{p}\|^2 \quad (4.34a)$$

$$\text{s.t. } \mathbf{e}_m^T \mathbf{p} \geq t'_0, \forall m \quad (4.34b)$$

该问题与问题(4.5)类似，可以使用高效的梯度投影法^[138] 获得其最优解 $\tilde{\mathbf{p}}^*$ 。随后，根据命题4.1，问题(4.33)的最优解 \mathbf{p}^* 通过相应的缩放计算得到 $\mathbf{p}^* = \sqrt{P\Omega^K}\tilde{\mathbf{p}}^*/\|\tilde{\mathbf{p}}^*\|$ 。最后，结合功率最小化问题获得的解 $\tilde{\mathbf{x}}_m^*$ 和功率分配问题的解 \mathbf{p}^* ，max-min 公平性问题(4.31)的解 \mathbf{x}_m^* 计算为 $\mathbf{x}_m^* = \sqrt{P_m}\tilde{\mathbf{x}}_m^*/\|\tilde{\mathbf{x}}_m^*\|$ 。

根据上面的描述，max-min 公平性问题的符号级预编码设计子问题(4.31)的求解总结为以下三步：1) 在某个通信需求 $t_0 > 0$ 的约束下分别求解功率最小化问题(4.5)的最优解 $\tilde{\mathbf{x}}_m^*$ ；2) 求解功率分配问题(4.32)获得 $P_m, \forall m$ ；3) 通过缩放计算问题(4.31)的最优解 $\mathbf{x}_m^* = \sqrt{P_m}\tilde{\mathbf{x}}_m^*/\|\tilde{\mathbf{x}}_m^*\|$ 。

(2) 给定 X，设计 RIS 反射系数 ϕ

给定预编码向量 $\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \dots, \mathbf{x}_{\Omega^K}$ 之后，根据原问题可以将 RIS 的反射系数设计问题

整理为

$$\max_{\phi} \min_{m,k} \Re\{\tilde{r}_{m,k} e^{-j\angle s_{m,k}}\} \sin \vartheta - |\Im\{\tilde{r}_{m,k} e^{-j\angle s_{m,k}}\}| \cos \vartheta \quad (4.35a)$$

$$\text{s.t. } \tilde{r}_{m,k} = (\mathbf{h}_k^H + \mathbf{h}_{r,k}^H \Phi \mathbf{G}) \mathbf{x}_m, \forall k, \forall m \quad (4.35b)$$

$$\Phi = \text{diag}\{\phi\}, |\phi_n| = 1, \forall n \quad (4.35c)$$

根据式(4.7)中的定义,该问题可以整理为

$$\min_{\phi} \max_{m,k} |\Im\{\hat{r}_{m,k}\}| \cos \vartheta - \Re\{\hat{r}_{m,k}\} \sin \vartheta \quad (4.36a)$$

$$\text{s.t. } |\phi_n| = 1, \forall n \quad (4.36b)$$

观察可以发现,该问题与问题(4.8)有相似的形式,因此可以使用相似的处理方法。概括来说,先将非凸不可导的目标函数(4.36a)转化为一个光滑可导函数,然后将问题转化为限制条件(4.36b)形成的黎曼流形空间中的无约束问题,并计算目标函数的欧式梯度和黎曼梯度,最后由表4.1中所示的RCG算法进行求解。具体来说,首先将问题(4.36)整理为以下更加简洁的形式

$$\min_{\Phi} \max_i f_i \quad (4.37a)$$

$$\text{s.t. } [\tilde{\Phi}(:,n)]^T \tilde{\Phi}(:,n) = 1, \forall n \quad (4.37b)$$

式中,函数 f_i 定义在式(4.11)中,其中 $\mathbf{a}_{2i-1}, \mathbf{b}_{2i-1}, \mathbf{a}_{2i}$ 以及 \mathbf{b}_{2i} 的表达式在式(4.12a)~(4.12c)中。此外,另有定义 $c_{2i-1} \triangleq \Im\{a_{m,k}\} \cos \vartheta - \Re\{a_{m,k}\} \sin \vartheta$, $c_{2i} \triangleq -\Im\{a_{m,k}\} \cos \vartheta - \Re\{a_{m,k}\} \sin \vartheta$ 。随后,使用log-sum-exp函数^[86]将目标函数近似为

$$\max\{f_1, f_2, \dots, f_{2\Omega^K}\} \approx g(\tilde{\Phi}) \triangleq \varepsilon \log \left\{ \sum_{i=1}^{K\Omega^K} [\exp(f_{2i-1}/\varepsilon) + \exp(f_{2i}/\varepsilon)] \right\} \quad (4.38)$$

获得光滑可导的目标函数 $g(\tilde{\Phi})$ 后,它的欧式梯度根据式(4.16)和(4.17)中的链式法则及相关推导获得,此外还需要计算的偏导数为

$$\frac{\partial g}{\partial \Re\{\phi^H\}} = \frac{\sum_{i=1}^{K\Omega^K} [\exp(f_{2i-1}/\varepsilon) \mathbf{a}_{2i-1}^T + \exp(f_{2i}/\varepsilon) \mathbf{a}_{2i}^T]}{\sum_{i=1}^{K\Omega^K} [\exp(f_{2i-1}/\varepsilon) + \exp(f_{2i+1}/\varepsilon)]} \quad (4.39a)$$

$$\frac{\partial g}{\partial \Im\{\phi^H\}} = \frac{\sum_{i=1}^{K\Omega^K} [\exp(f_{2i-1}/\varepsilon) \mathbf{b}_{2i-1}^T + \exp(f_{2i}/\varepsilon) \mathbf{b}_{2i}^T]}{\sum_{i=1}^{K\Omega^K} [\exp(f_{2i-1}/\varepsilon) + \exp(f_{2i+1}/\varepsilon)]} \quad (4.39b)$$

基于上面的推导，可以使用表4.1中的 RCG 算法来求解 $\tilde{\Phi}$ ，并根据式 (4.22) 和 (4.23) 计算理想的 RIS 反射系数 ϕ^* 和低分辨率的 RIS 反射系数 ϕ_d 。

(3) 算法总结和分析

综上所述，针对 max-min 公平性问题的符号级预编码和 RIS 反射系数的联合设计算法概括为：迭代求解问题 (4.31) 和 (4.35) 来分别更新符号级预编码矩阵 \mathbf{X} 和 RIS 反射系数 ϕ ，直到算法收敛。此外，由于 max-min 公平性问题的符号级预编码矩阵是通过求解对应的功率最小化问题获得的，而且 RIS 反射系数的设计也是使用 RCG 算法，该算法的复杂度与上一小节中功率最小化问题的复杂度相当。

4.3.4 仿真结果与讨论

本小节对上述面向基站主动信息传输的优化设计方案进行仿真验证。设系统发送 QPSK 或 8-PSK 符号信息，基站配备有 $N_t = 6$ 根以半波长间距和 ULA 方式排列的天线，同时服务 $K = 3$ 个用户。设用户的通信质量要求和噪声功率都是一样的，即 $\Gamma = \Gamma_k, \forall k, \sigma^2 = \sigma_k^2 = -80\text{dBm}, \forall k$ 。本章使用与距离相关的路径损失模型： $\text{PL}(d) = C_0(d/d_0)^{-\alpha}$ ，式中 $C_0 = -30\text{dB}$ 为参考距离 $d_0 = 1\text{m}$ 处的能量损耗， d 表示通信链路的距离， α 表示路径损失系数。此外，所有信道均为小尺度莱斯衰落信道，即包含直射成分和非直射瑞利衰落成分的信道模型。具体来说，基站与 RIS 之间的信道建模为^[124]

$$\mathbf{G} = \sqrt{\frac{\kappa}{\kappa+1}} \mathbf{G}^{\text{LoS}} + \sqrt{\frac{1}{\kappa+1}} \mathbf{G}^{\text{NLoS}} \quad (4.40)$$

式中， $\kappa = 3\text{dB}$ 为莱斯因子， \mathbf{G}^{LoS} 为信道的直射分量，即由基站和 RIS 的相对位置决定的 LoS 信道， \mathbf{G}^{NLoS} 为均值为 0 方差为 1 的瑞利衰落分量。

RIS 辅助多用户通信系统的几何位置关系如图4.2所示。考虑到 RIS 通常部署在靠近用户的地方来解决用户面临的信道遮挡和衰减问题，因此本节设定基站与 RIS 之间的距离为 $d_{\text{BR}} = 50\text{m}$ ，RIS 与用户之间的距离为 $d_{\text{RU}} = 3\text{m}$ ，基站与每个用户之间的距离 d_{BU} 则分布在区间 $[d_{\text{BR}} - d_{\text{RU}}, d_{\text{BR}} + d_{\text{RU}}]$ 。如图所示，用户随机分布在以 RIS 为圆心、半径为 3m 的圆周上。综合考虑链路距离和实际情况，信道 \mathbf{h}_k , $\mathbf{h}_{r,k}$ 和 \mathbf{G} 的路径衰减系数分别设为 3.5, 2.8 和 2.5。

(1) 功率最小化问题的性能展示

首先展示功率最小化问题的联合设计算法性能。图4.3展示了所提算法在 RIS 反射系数具有连续、1 比特、2 比特和 3 比特相移情况下的收敛性，即 $B = \infty, 1, 2, 3$ 。可以看到不同设置下所提算法均能在 14 次迭代内收敛，且低分辨率情况下的收敛速度更快。

图4.4中展示了平均发射功率与通信质量需求 Γ 之间的关系。为了验证所提符号级

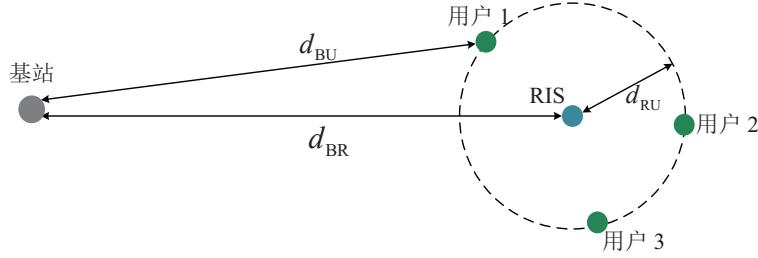


图 4.2 仿真系统设置
Fig. 4.2 Simulation setup

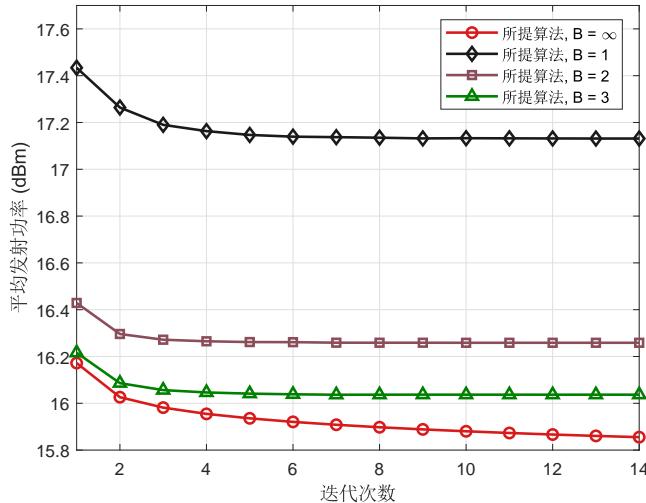


图 4.3 平均发射功率与迭代次数关系图
Fig. 4.3 Average transmit power versus the number of iterations

预编码和 RIS 反射系数联合设计算法的有效性，图中增加三个对比方案，分别是：没有 RIS 辅助的符号级预编码方案（记为“**符号级预编码，无 RIS**”）；文献[124]提出的块级预编码与 RIS 反射系数联合设计方案（记为“**块级预编码，有 RIS, B = ∞**”）；以及文献[154]提出的没有 RIS 辅助的块级预编码设计方案（记为“**块级预编码，无 RIS**”）。从图中可以看出，与传统的块级预编码方案相比，所提符号级预编码方案所需的发射功率更低，这验证了符号级预编码带来的通信性能增益。同时看到随着分辨率 B 的增加，系统的性能逐渐提升，且 3 比特 RIS 就可以达到与理想 RIS 几乎相同的性能。

图4.5中展示了平均发射功率与反射元件数量 N 之间的关系。显然，随着反射元件数量的增加，RIS 带来的被动反射增益变强，所以基站所需的发射功率显著降低。此外可以看到，RIS 对所提符号级预编码方案的性能提升比块级预编码方案更加明显，这是

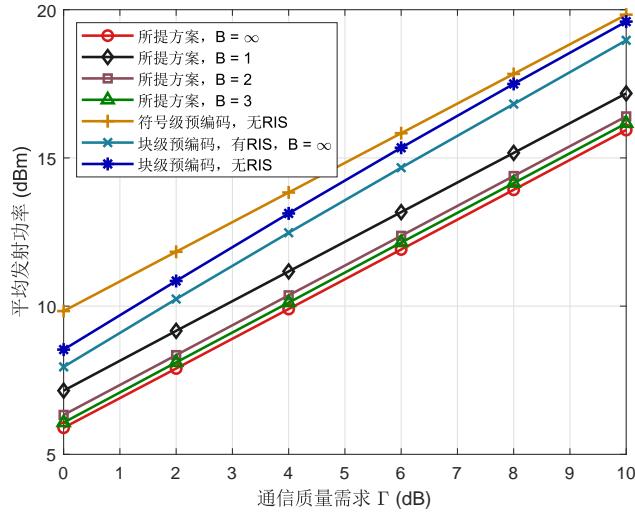


图 4.4 平均发射功率与通信质量需求 Γ 关系图
Fig. 4.4 Average transmit power versus QoS requirement Γ

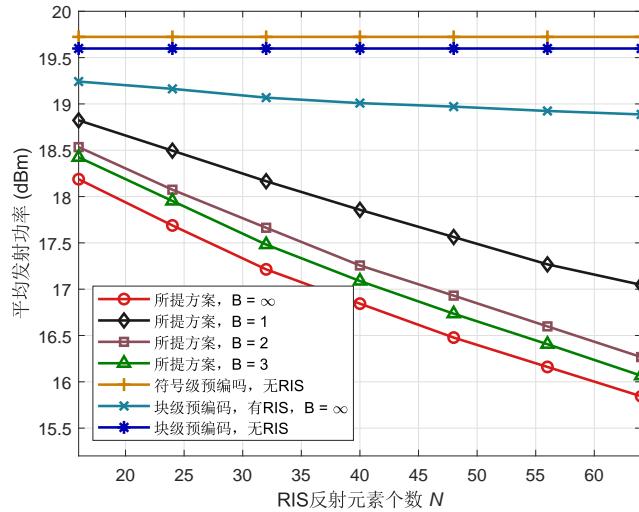


图 4.5 平均发射功率与 RIS 反射元素个数 N 关系图
Fig. 4.5 Average transmit power versus the number of reflecting elements N

因为所提方案中 RIS 可以进一步辅助基站的符号级预编码来充分利用多用户干扰提升通信性能，而不是辅助基站的块级预编码来抑制多用户干扰。这些结果都证实了符号级预编码和 RIS 这两项技术分别给系统带来的性能增益，以及两者的联合增益。

(2) max-min 公平性问题的性能展示

接下来展示 max-min 公平性问题的联合设计算法性能。为了简洁，称 max-min 公平

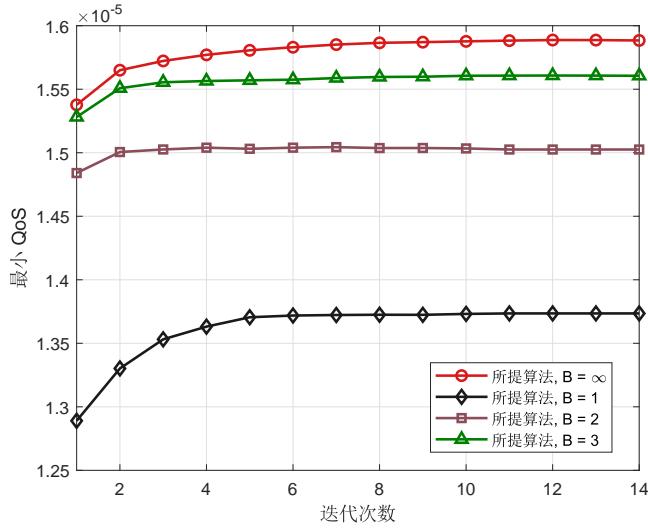
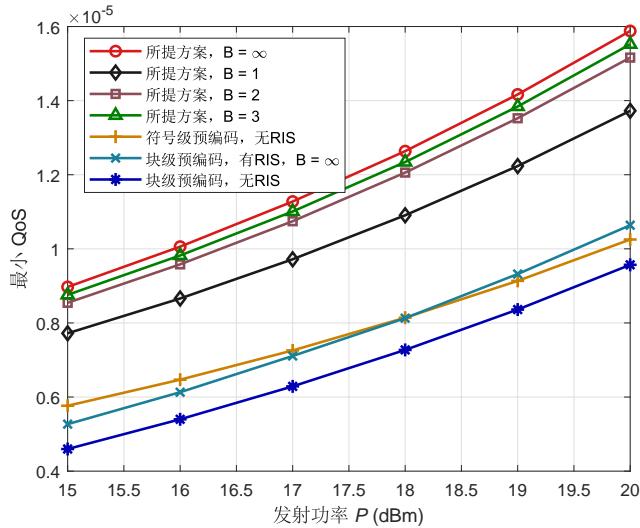


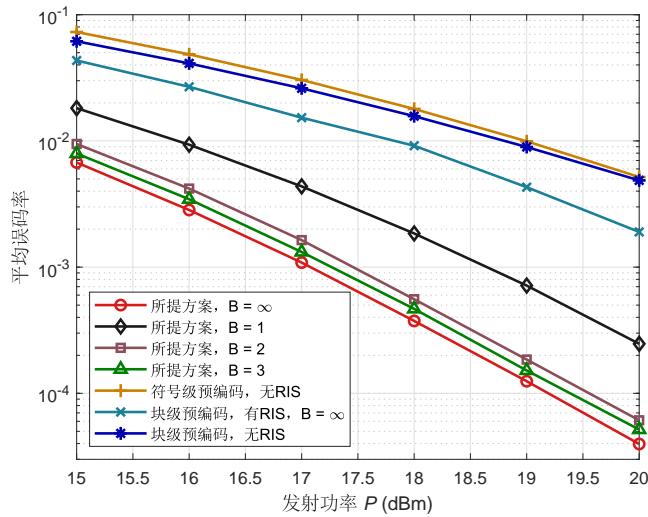
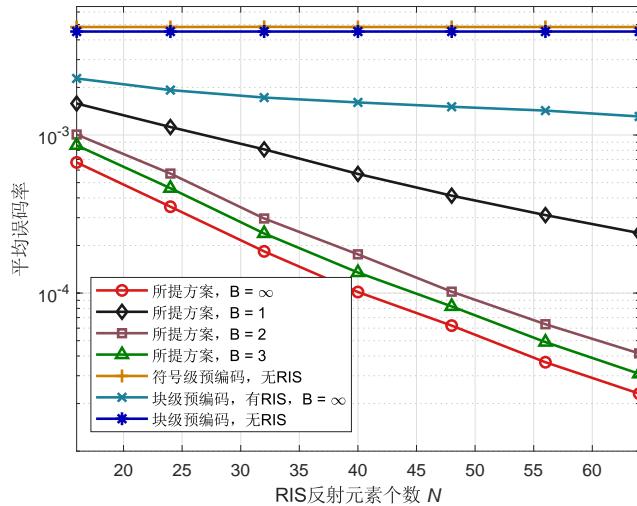
图 4.6 最小 QoS 与迭代次数关系图

Fig. 4.6 Minimum QoS versus the number of iterations

图 4.7 最小 QoS 与平均发射功率 P 关系图Fig. 4.7 Minimum QoS versus transmit power P

性问题的目标函数值 (4.30a) 为系统的最小 QoS，它也代表用户的无噪声接收信号与其对应判决门限距离的最小值。所提算法的收敛性能如图4.6所示，可以看到所有方案均在 14 次迭代内收敛，表明所提算法的计算复杂度是可控并且可接受的。

图4.7展示了多用户最小 QoS 与发射功率 P 的关系。可以看到所有方案的最差通信质量都随着发射功率的增加而增加，这意味着用户的无噪声接收信号与相应判决门限之

图 4.8 平均误码率与平均发射功率 P 关系图Fig. 4.8 Average SER versus transmit power P 图 4.9 平均误码率与 RIS 反射元素个数 N 关系图Fig. 4.9 Average SER versus the number of reflecting elements N

间的距离变大。此外，所提方案的性能要明显优于对比块级预编码方案以及没有 RIS 辅助的符号级/块级预编码方案，这进一步表明基站使用符号级预编码技术以及在系统中部署 RIS 能够带来显著的通信性能增益，且两者联合设计可以获得更大的共生增益。

为了更直观地验证系统的通信性能，图4.8中展示了用户的平均误码率与发射功率 P 之间的关系。通过对比图4.7和图4.8可以表明，用户的 QoS 越大，即无噪声接收信号

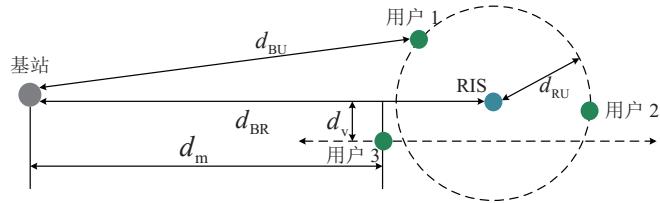
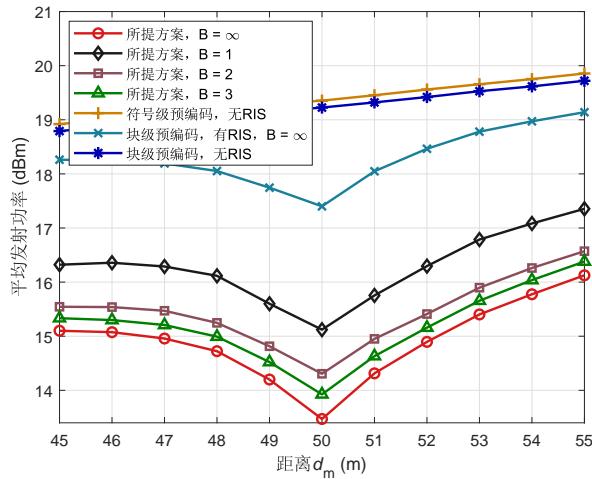
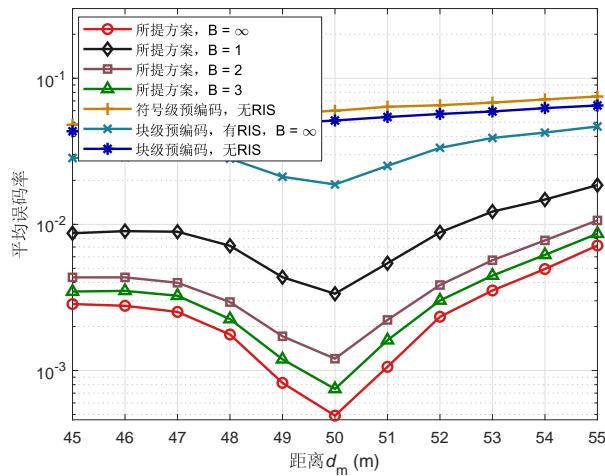


图 4.10 移动用户场景下的仿真系统设置
Fig. 4.10 Simulation setup for mobile user case



(a) 平均发射功率



(b) 平均误码率

图 4.11 系统性能与距离 d_m 关系图
Fig. 4.11 System performance versus d_m

与对应判决门限之间的距离越大，误码率就越小，因此通信质量就越高。更重要的是，可以看到所提算法对误码率性能的提升是非常显著的。例如，当没有 RIS 辅助的符号级预编码方案只能达到 10^{-2} 的误码率时，所提方案可以达到接近于 10^{-4} 的误码率。因此，本文以无噪声接收信号与对应判决门限的距离作为目标来进行优化是合理且有效的。

图4.9中展示了平均误码率与反射元件个数 N 之间的关系。由于更多的反射元素可以提供更大的波束赋形/反射增益，所有方案的平均误码率都随着 N 的增加而下降。而且，所提方案在不同 RIS 大小的设置下总能获得显著的误码率性能增益，这验证了所提符号级预编码和 RIS 反射系数联合优化设计方案以及相关算法的有效性。

(3) RIS 部署位置对系统性能的影响

为了验证 RIS 部署位置对系统性能的影响，设如图4.10所示的系统设置，其中用户 3 沿着平行于基站与 RIS 连线方向且垂直距离为 $d_v = 0.5\text{m}$ 的虚线进行移动。图4.11展示了系统性能与 d_m 的关系图。可以看到，所提方案总是显著优于其它对比方案。而且，尽管基站与用户 3 的距离随着 d_m 的增加而增加，即基站对用户 3 的影响逐渐变小，但当用户移动到距离 RIS 最近的地方，即 $d_m = 50\text{m}$ 时，系统的发射功率最小/通信误码率最低。这是因为用户离 RIS 最近时可以获得更大的反射增益，而且此时用户之间相距更近，所提符号级预编码方案可以有效地利用更强的多用户干扰来提升通信性能。

4.4 面向 RIS 被动信息传输的优化设计

不同于上一节中辅助基站进行主动信息传输的功能，本节研究 RIS 实现的被动信息传输系统，以超低的硬件成本实现多数据流传输。尽管 RIS 是准无源的反射器件，利用符号级预编码的思想，可以通过调整其反射系数将发送符号信息调制到高频载波信号上。该高频载波信号由附近的一个射频信号发生器产生，射频发生器需要充分靠近 RIS，并利用喇叭天线将发射的高频载波信号聚焦到 RIS 上，以保证发射信号的强度^[50,151]。由于信息调制和预编码都是由 RIS 被动反射高频载波信号实现的，称由射频发生器和 RIS 组成的发射机为被动信息传输系统。

4.4.1 系统模型描述

根据上面的描述，考虑如图4.12所示基于 RIS 的 MU-MISO 被动信息传输系统，其中由 N 个反射元素组成的 RIS 同时服务 K 个单天线用户。可以看到，该系统借助于一根射频链和准无源的 RIS 实现了多数据流传输。考虑到射频链的硬件成本和复杂度通常远高于硬件结构较简单的 RIS，因此与基于多天线发射机的多用户通信系统相比，所提基于 RIS 的被动信息传输系统更有应用前景。

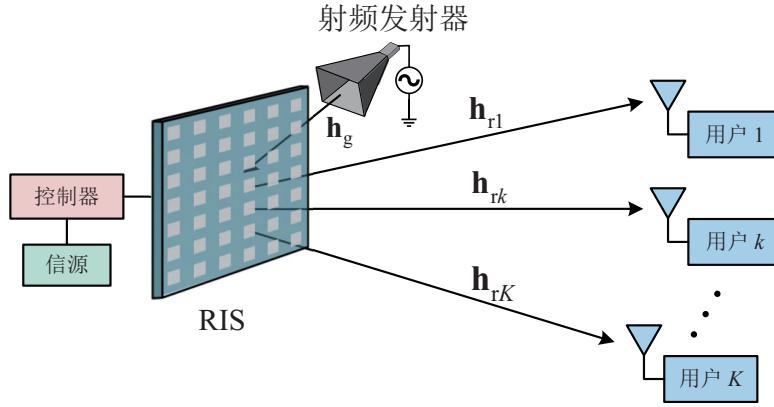


图 4.12 基于 RIS 的 MU-MISO 被动信息传输系统图
Fig. 4.12 An RIS-based MU-MISO passive information transmission system

定义 $\phi \in \mathbb{C}^N$ 为 RIS 的反射系数向量, 那么第 k 个用户的基带接收信号为

$$r_k = \sqrt{P} \mathbf{h}_{r,k}^H \Phi \mathbf{h}_g + n_k \quad (4.41)$$

式中, P 为射频发生器的发射功率, $\Phi \triangleq \text{diag}\{\phi\}$ 为 RIS 的反射系数矩阵, $\mathbf{h}_{r,k} \in \mathbb{C}^N$ 表示 RIS 与第 k 个用户之间的信道向量, \mathbf{h}_g 为射频发生器与 RIS 之间的信道向量, $n_k \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2)$ 代表第 k 个用户的接收 AWGN。值得一提的是, 本节忽略射频发生器和用户之间的直射链路, 这是因为未经调制的射频信号不包含任何信息, 是一个恒定的基带信号, 所以用户可以很容易消除该项信号。而且, 射频发生器的放置方式和形状等均为了将能量聚焦到 RIS 上, 所以很大程度上避免将信号泄露到用户端。此外, 考虑到大量现有的信道估计算法^[137-141], 本节设所有信道状态信息已知。为了公式简洁性, 定义 RIS 与第 k 个用户之间的等效信道为 $\mathbf{h}_k \triangleq \text{diag}\{\mathbf{h}_g^H\} \mathbf{h}_{r,k}$ 。那么, 第 k 个用户的接收信号为

$$r_k = \sqrt{P} \mathbf{h}_k^H \phi + n_k \quad (4.42)$$

RIS 根据发送符号信息改变其反射系数向量, 从而实现信息调制和被动信息传输。同样地, 设发送符号都是独立的 Ω -PSK 调制, 则共有 Ω^K 个可能的发送符号组合。设 $\mathbf{s}_m \triangleq [s_{m,1}, s_{m,2}, \dots, s_{m,K}]^T$, $m = 1, 2, \dots, \Omega^K$ 代表所有可能的发送符号向量。那么, 当发送符号向量 \mathbf{s}_m 时, 需要设计合适的反射系数向量 ϕ_m , 使得第 k 个用户的接收信号

$$r_{m,k} = \sqrt{P} \mathbf{h}_k^H \phi_m + n_k \quad (4.43)$$

可以正确解调出来。本节采用符号级预编码的思想, 根据发送符号 \mathbf{s}_m 来设计反射系数

ϕ_m 。根据绪论中的描述，基于符号级预编码的通信质量限制条件为

$$\Re \left\{ \sqrt{P} \mathbf{h}_k^H \boldsymbol{\phi}_m e^{-j\angle s_{m,k}} \right\} \sin \vartheta - \left| \Im \left\{ \sqrt{P} \mathbf{h}_k^H \boldsymbol{\phi}_m e^{-j\angle s_{m,k}} \right\} \right| \cos \vartheta \geq \alpha_k, \quad \forall m, \forall k \quad (4.44)$$

式中， α_k 为预设的通信质量要求门限值。

基于上述模型，本节将考虑面向 RIS 被动信息传输系统中的两大经典优化设计问题，同时研究针对理想连续相移和低分辨率 RIS 的反射系数设计。

4.4.2 针对理想连续相移 RIS 的优化设计

首先考虑理想连续相移 RIS 的反射系数设计，即反射元件的模型为单位模值和理想的连续相移，满足 $|\boldsymbol{\phi}_m(n)| = 1, \forall m, \forall n$ 。因此，该系统的功率最小化问题建模为

$$\min_{\boldsymbol{\phi}_m, \forall m, P} P \quad (4.45a)$$

$$\text{s.t. } \Re \{ \tilde{r}_{m,k} \} \sin \vartheta - |\Im \{ \tilde{r}_{m,k} \}| \cos \vartheta \geq \alpha_k, \quad \forall m, \forall k \quad (4.45b)$$

$$\tilde{r}_{m,k} = \sqrt{P} \mathbf{h}_k^H \boldsymbol{\phi}_m e^{-j\angle s_{m,k}}, \quad \forall m, \forall k \quad (4.45c)$$

$$|\boldsymbol{\phi}_m(n)| = 1, \quad \forall m, \forall n \quad (4.45d)$$

需要注意的是，不同于传统通信系统中基于恒包络的符号级预编码方法^[33]，本节利用 RIS 实现被动的波束赋形，并同时设计信道相干时间内所有可能的符号级预编码向量。为了高效地求解这个非凸的多变量优化问题，本节将其转化为多个单变量问题，并使用表4.1中提出的 RCG 算法进行高效求解。

(1) 问题等价转化

首先，将通信限制条件 (4.45b) 两端同时除以 $\alpha_k \sqrt{P}$ ，得到

$$\frac{1}{\sqrt{P}} \leq \frac{1}{\alpha_k} [\Re \{ \hat{r}_{m,k} \} \sin \vartheta - |\Im \{ \hat{r}_{m,k} \}| \cos \vartheta], \quad \forall m, \forall k \quad (4.46)$$

式中，定义 $\hat{r}_{m,k} \triangleq \mathbf{h}_k^H \boldsymbol{\phi}_m e^{-j\angle s_{m,k}}$ 。随后通过引入辅助变量 $t \triangleq 1/\sqrt{P}$ ，功率最小化问题 (4.45) 转化为

$$\max_{\boldsymbol{\phi}_m, \forall m, t} t \quad (4.47a)$$

$$\text{s.t. } t \leq \frac{1}{\alpha_k} [\Re \{ \hat{r}_{m,k} \} \sin \vartheta - |\Im \{ \hat{r}_{m,k} \}| \cos \vartheta], \quad \forall m, \forall k \quad (4.47b)$$

$$\hat{r}_{m,k} = \mathbf{h}_k^H \boldsymbol{\phi}_m e^{-j\angle s_{m,k}}, \quad \forall m, \forall k \quad (4.47c)$$

$$|\boldsymbol{\phi}_m(n)| = 1, \quad \forall m, \forall n \quad (4.47d)$$

问题 (4.47) 进一步等价为以下的 max-min 公平性问题

$$\max_{\phi_m, \forall m} \min_{m,k} [\Re\{\hat{r}_{m,k}\} \sin \vartheta - |\Im\{\hat{r}_{m,k}\}| \cos \vartheta] / \alpha_k \quad (4.48a)$$

$$\text{s.t. } \hat{r}_{m,k} = \mathbf{h}_k^H \boldsymbol{\phi}_m e^{-j\angle s_{m,k}}, \quad \forall m, \forall k \quad (4.48b)$$

$$|\boldsymbol{\phi}_m(n)| = 1, \quad \forall m, \forall n \quad (4.48c)$$

显然, 由于大维度的变量、不可微分的目标函数 (4.48a) 以及非凸的恒模约束 (4.48c), 问题 (4.48) 的求解十分困难。受前面小节的启发, 本小节将该问题分解为多个小维度的子问题, 然后针对每个子问题推导出近似的光滑可微目标函数, 并将恒模约束转化为黎曼流形, 最后使用 RCG 算法进行高效求解。

(2) 问题分解和目标函数近似

可以看出问题 (4.48) 中不同 $\boldsymbol{\phi}_m$ 的优化是相互独立的, 因此将其等价地分解为 Ω^K 个子问题。第 m 个子问题表示为

$$\min_{\phi_m} \max_k |\Im\{\mathbf{a}_{m,k}^H \boldsymbol{\phi}_m\}| \cos \vartheta - \Re\{\mathbf{a}_{m,k}^H \boldsymbol{\phi}_m\} \sin \vartheta \quad (4.49a)$$

$$\text{s.t. } |\boldsymbol{\phi}_m(n)| = 1, \quad \forall n \quad (4.49b)$$

式中, $\mathbf{a}_{m,k} \triangleq 1/\alpha_k \mathbf{h}_k e^{j\angle s_{m,k}}$ 。随后, 利用 $|x| = \max\{x, -x\}$ 这一性质, 将目标函数中的取绝对值操作拿掉并将其整理为以下更简洁的形式

$$|\Im\{\mathbf{a}_{m,k}^H \boldsymbol{\phi}_m\}| \cos \vartheta - \Re\{\mathbf{a}_{m,k}^H \boldsymbol{\phi}_m\} \sin \vartheta = \max\{f_{m,k}, g_{m,k}\} \quad (4.50)$$

式中, $f_{m,k}$ 和 $g_{m,k}$ 的定义为

$$f_{m,k} \triangleq \Im\{\mathbf{a}_{m,k}^H \boldsymbol{\phi}_m\} \cos \vartheta - \Re\{\mathbf{a}_{m,k}^H \boldsymbol{\phi}_m\} \sin \vartheta = \Re\{\mathbf{b}_{m,k}^H \boldsymbol{\phi}_m\} \quad (4.51a)$$

$$g_{m,k} \triangleq -\Im\{\mathbf{a}_{m,k}^H \boldsymbol{\phi}_m\} \cos \vartheta - \Re\{\mathbf{a}_{m,k}^H \boldsymbol{\phi}_m\} \sin \vartheta = \Re\{\mathbf{c}_{m,k}^H \boldsymbol{\phi}_m\} \quad (4.51b)$$

为了公式的简洁性, 式 (4.51a) 和 (4.51b) 中定义向量 $\mathbf{b}_{m,k} \triangleq -\mathbf{a}_{m,k} \sin \vartheta + \mathbf{a}_{m,k} e^{j\pi/2} \cos \vartheta$ 和向量 $\mathbf{c}_{m,k} \triangleq -\mathbf{a}_{m,k} \sin \vartheta - \mathbf{a}_{m,k} e^{j\pi/2} \cos \vartheta$ 。然后, 利用著名的 log-sum-exp 函数^[86], 不可微的目标函数 (4.49a) 转化为下式中的光滑可微函数

$$\max_k \{f_{m,k}, g_{m,k}\} \lesssim \varepsilon \log \sum_{k=1}^K [\exp(f_{m,k}/\varepsilon) + \exp(g_{m,k}/\varepsilon)] \quad (4.52)$$

式中, $\varepsilon > 0$ 是一个相对小的正数。

(3) 基于 RCG 算法的求解

获得一个光滑可微的目标函数之后，利用黎曼流形的方法处理恒模非凸约束(4.49b)并使用表4.1中的 RCG 算法高效求解。具体来说，限制条件 (4.49b) 构成一个 N 维的复数域圆流形

$$\mathcal{M}_{\text{cc}} \triangleq \{\boldsymbol{\phi}_m \in \mathbb{C}^N : \boldsymbol{\phi}_m^*(n)\boldsymbol{\phi}_m(n) = 1, \forall n\} \quad (4.53)$$

它的切空间为

$$T_{\boldsymbol{\phi}_m} \mathcal{M}_{\text{cc}} \triangleq \{\mathbf{p} \in \mathbb{C}^N : \Re\{\mathbf{p} \odot \boldsymbol{\phi}_m^*\} = \mathbf{0}_N, \forall n\} \quad (4.54)$$

因此，问题 (4.49) 转化为一个在黎曼流形空间 \mathcal{M}_{cc} 中的无约束优化问题

$$\min_{\boldsymbol{\phi}_m \in \mathcal{M}_{\text{cc}}} h\langle \boldsymbol{\phi}_m \rangle \triangleq \varepsilon \log \sum_{k=1}^K [\exp(f_{m,k}/\varepsilon) + \exp(g_{m,k}/\varepsilon)] \quad (4.55)$$

该问题可以由表4.1中的 RCG 算法进行求解。在这之前，需要先求得优化目标的欧式梯度和黎曼梯度。目标函数 $h\langle \boldsymbol{\phi}_m \rangle$ 的欧式梯度推导为

$$\nabla h\langle \boldsymbol{\phi}_m \rangle = \frac{\sum_{k=1}^K [\exp(f_{m,k}/\varepsilon) \mathbf{b}_{m,k} + \exp(g_{m,k}/\varepsilon) \mathbf{c}_{m,k}]}{\sum_{i=1}^K [\exp(f_{m,k}/\varepsilon) + \exp(g_{m,k}/\varepsilon)]} \quad (4.56)$$

然后，将欧式梯度 $\nabla h\langle \boldsymbol{\phi}_m \rangle$ 投影到对应的黎曼切空间获得其黎曼梯度为

$$\text{grad } h\langle \boldsymbol{\phi}_m \rangle = \text{Proj}_{\boldsymbol{\phi}_m} \nabla h\langle \boldsymbol{\phi}_m \rangle = \nabla h\langle \boldsymbol{\phi}_m \rangle - \Re\{\nabla h\langle \boldsymbol{\phi}_m \rangle \odot \boldsymbol{\phi}_m^*\} \odot \boldsymbol{\phi}_m \quad (4.57)$$

基于上述推导，可以使用表4.1中的 RCG 算法求得第 m 个反射系数向量 $\boldsymbol{\phi}_m^*$ ，同样可以求得所有反射系数向量。随后，将 $\boldsymbol{\phi}_m^*$, $\forall m$ 带入式 (4.46) 计算得到所需的最小发射功率 P^* 。

(4) max-min 公平性问题的解

针对本小节所考虑的基于理想连续相移 RIS 的被动信息传输系统，对应的 max-min 公平性问题建模为

$$\max_{\boldsymbol{\phi}_m, \forall m} \min_{m,k} \Re\{\tilde{r}_{m,k}\} \sin \vartheta - |\Im\{\tilde{r}_{m,k}\}| \cos \vartheta \quad (4.58a)$$

$$\text{s.t. } \tilde{r}_{m,k} = \sqrt{P} \mathbf{h}_k^H \boldsymbol{\phi}_m e^{-j\angle s_{m,k}}, \forall m, \forall k \quad (4.58b)$$

$$|\boldsymbol{\phi}_m(n)| = 1, \forall m, \forall n \quad (4.58c)$$

式中， P 为最大的发射功率。观察发现，该问题与前述功率最小化问题 (4.48) 十分相似。通过设置 $\alpha_k = 1/\sqrt{P}$, $\forall k$ ，该问题的解可以通过求解问题 (4.48) 来获得。

(5) 算法总结和分析

综上所述，在面向 RIS 的被动信息传输系统中，功率最小化问题和 max-min 公平性问题是等效的，可以使用相同的方法进行求解。其中，使用 RCG 算法求解 ϕ_m^* 的复杂度为 $\mathcal{O}\{N^{1.5}\}$ 。因此，求解理想连续相移 RIS 的所有反射系数向量的总计算复杂度为 $\mathcal{O}\{\Omega^K N^{1.5}\}$ 。

4.4.3 针对低分辨率 RIS 的优化设计

考虑到系统硬件复杂度和成本问题，基于低分辨率移相器的 RIS 往往比理想连续相移 RIS 更具有实际应用前景。因此，本小节将研究基于低分辨率 RIS 的优化设计。为了适应不同应用场景中对性能和复杂度的多样需求，接下来将提出三种针对低分辨率 RIS 的优化设计算法。

(1) 直接量化法

在获得连续相移的解 ϕ_m^* 之后，使用直接量化的方法获得与最优解最近的离散相移值为

$$\angle\phi_m^B(n) = \left[\frac{\angle\phi_m^*(n)}{\Delta} \right]_r \times \Delta \quad (4.59)$$

式中， $\Delta \triangleq 2\pi/2^B$ 代表 B 比特低分辨率移相器的分辨率， $[.]_r$ 代表四舍五入取整操作。显然，受量化误差的影响，使用直接量化法只能获得一个次优解，而且可能导致超低分辨率情况下的严重性能损失，比如 1 比特和 2 比特 RIS 的情况。

(2) 分支定界法

为了获得低分辨率 RIS 的最优解，先将低分辨率相移限制重新建模为

$$\phi_m^B = \mathbf{Q}_m \mathbf{q} \quad (4.60)$$

式中，辅助向量 $\mathbf{q} \triangleq [e^{j\Delta}, e^{j2\Delta}, \dots, e^{j2\pi}]^T$ 包含所有可能的离散相移值，矩阵 $\mathbf{Q}_m \in \{0, 1\}^{N \times 2^B}$ 为选择矩阵，它每行只有一个非零元素，且 $\mathbf{Q}_m(n, j) = 1$ 代表 ϕ_m 的第 n 个元素是 $\mathbf{q}(j)$ ， $j = 1, 2, \dots, 2^B$ 。因此，基于低分辨率移相器的 RIS 设计问题建模为

$$\min_{\mathbf{Q}_m} \max_k |\Im\{\mathbf{a}_{m,k}^H \mathbf{Q}_m \mathbf{q}\}| \cos \vartheta - \Re\{\mathbf{a}_{m,k}^H \mathbf{Q}_m \mathbf{q}\} \sin \vartheta \quad (4.61a)$$

$$\text{s.t. } \sum_{j=1}^{2^B} \mathbf{Q}_m(n, j) = 1, \quad \forall n \quad (4.61b)$$

$$\mathbf{Q}_m(n, j) \in \{0, 1\}, \quad \forall n, \forall j \quad (4.61c)$$

该问题是一个混合整数非线性规划 (Mixed-Integer Nonlinear Program, MINLP) 问题，其最优解可以通过著名的分支定界算法^[155] 获得。在求得问题 (4.61) 的最优解 \mathbf{Q}_m^* 之后，基于低分辨率相移的反射系数 ϕ_m^{B*} 通过如下计算得到

$$\phi_m^{B*} = \mathbf{Q}_m^* \mathbf{q} \quad (4.62)$$

由于分支定界算法的复杂度特别高，此算法只适用于 \mathbf{Q}_m 维度较小的情况，如 1 比特 RIS 等超低分辨率的场景。

(3) 启发式算法

为了实现直接量化法和分支定界法的折中，本小节进一步提出一个高效的启发式算法，该算法利用贪婪式算法的思想依次求解 RIS 的每个反射系数。特别地，当只有 ϕ_m 的第 n 个元素未知时，则优化问题为

$$\min_{\phi_m(n)} \max_k |\Im\{c_{m,k,n} + \mathbf{a}_{m,k}(n)\phi_m(n)\}| \cos \vartheta - \Re\{c_{m,k,n} + \mathbf{a}_{m,k}(n)\phi_m(n)\} \sin \vartheta \quad (4.63a)$$

$$\text{s.t. } \phi_m(n) \in \{e^{j\Delta}, e^{j2\Delta}, \dots, e^{j2\pi}\} \quad (4.63b)$$

式中， $c_{m,k,n} \triangleq \sum_{j=1, j \neq n}^N \mathbf{a}_{m,k}(j)\phi_m(j)$ 。由于该问题的可行解不多，可以直接使用穷尽搜索的方法来获得最优的 $\phi_m(n)$ 。该算法以理想连续相移的最优解 ϕ_m^* 为初始值，迭代求解问题 (4.63) 来更新每个反射元素的值，直到算法收敛。

(4) 算法总结和分析

上述三种算法在性能和复杂度上各有优缺点，这里简要分析一下它们的计算复杂度，下一小节的仿真结果将展示它们在性能上的差异。根据式 (4.59) 进行直接量化的复杂度为 $\mathcal{O}\{2N\}$ ，这跟获得理想连续相移最优解的复杂度相比是可以忽略的。因此，使用直接量化法的总复杂度为 $\mathcal{O}\{\Omega^K N^{1.5}\}$ 。问题 (4.61) 含有 N 个维度为 2^B 的变量，其求解复杂度为 $\mathcal{O}\{2^{3.5B} N^{2.5} + 2^{2.5B} N^{3.5}\}$ ，因此使用分支定界法的总复杂度为 $\mathcal{O}\{\Omega^K (2^{3.5B} N^{2.5} + 2^{2.5B} N^{3.5})\}$ 。显然，使用分支定界法的复杂度与 B 成指数关系，且显著高于直接量化法的复杂度。此外，所提启发式算法的复杂度为 $\mathcal{O}\{\Omega^K [N^{1.5} + K(2^B + N)]\}$ ，它略高于直接量化法但远低于分支定界法的复杂度。

4.4.4 仿真结果与讨论

本小节对上述面向 RIS 被动信息传输的优化设计进行仿真验证。信道模型与 4.3.4 节中的相同。此外，设发送符号为 QPSK， $K = 3$ 个单天线用户随机分布在距离 RIS 100m 远的位置，且 RIS 与用户之间的路径损失系数设为 $\kappa = 3$ 。设不同用户的通信质量要求

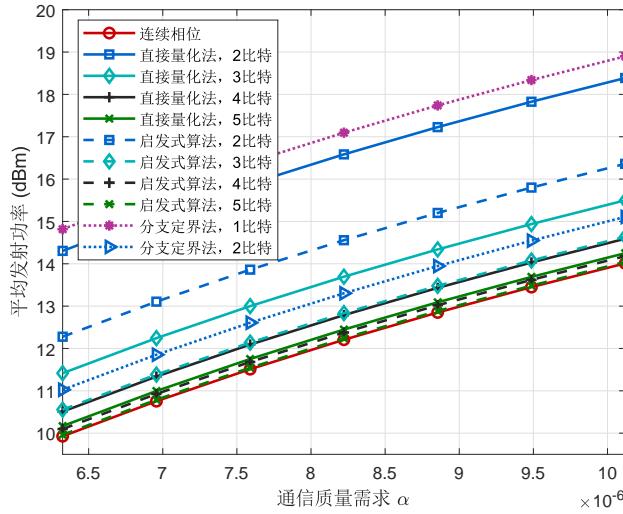


图 4.13 平均发射功率与通信质量需求 α 关系图
Fig. 4.13 Average transmit power versus QoS requirement α

相同，即 $\alpha_k = \alpha, \forall k$ 。

图4.13展示了平均发射功率与通信质量要求 α 之间的关系。图中包括理想连续相移 RIS 的方案、使用直接量化法和启发式算法的 2 比特至 5 比特 RIS 的方案和使用分支定界法的 1 比特和 2 比特 RIS 的方案。由于使用直接量化法和启发式算法的 1 比特 RIS 方案的性能损失太大，以及分支定界法的计算复杂度难以支持高于 2 比特 RIS 的设计，图中省略相关方案的性能展示。理想连续相移 RIS 的方案毫无疑问具有最好的性能。对于特定低分辨率的场景，分支定界法的性能最好，而直接量化法的性能最差。综合考虑这些方案的计算复杂度，它们在性能上的优劣是符合预期的。通过对不同分辨率 RIS 的方案发现，5 比特 RIS 已经可以达到与理想连续相移 RIS 几乎一样的性能，因此复杂度将是其在实际应用中的主要影响因素。对于性能较差的 1 比特和 2 比特 RIS，可以使用分支定界法获得最优解。对于 3 比特和 4 比特 RIS，折中性能和复杂度的启发式算法是一个很好的选择。然而，即使使用最优的分支定界法，1 比特 RIS 的性能损失仍然十分严重。因此，图4.14的仿真中只展示使用分支定界法的 2 比特 RIS 方案、使用启发式算法的 3 比特和 4 比特 RIS 方案以及使用直接量化法的 5 比特 RIS 方案。

图4.14中展示了误码率与平均发射功率 P 的关系，其中用户的平均误码率和最大误码率分别展示在图4.14(a)和图4.14(b)中。可以看到，平均误码率与最大误码率之间的差距非常小。此外，4 比特 RIS 和 5 比特 RIS 方案的性能几乎与理想连续相移 RIS 方案相同，而 2 比特 RIS 和 3 比特 RIS 方案的性能损失只有 $0.5 \sim 1$ dBm，这表明本小节针对

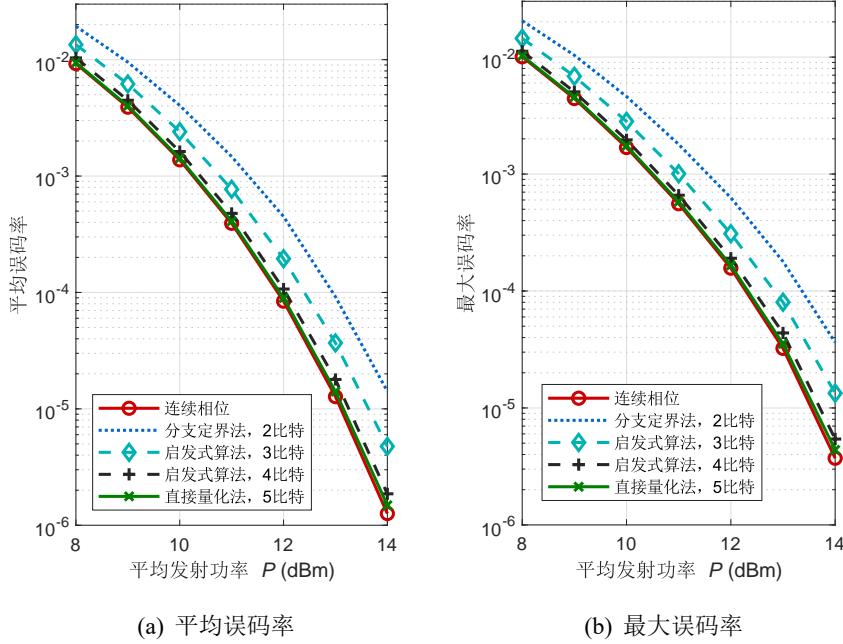


图 4.14 误码率与平均发射功率关系图
Fig. 4.14 SER versus average transmit power P

低分辨率 RIS 的优化设计算法十分有效。

4.5 面向主/被动联合信息传输的优化设计

基于前面两节对 RIS 功能的探索，本节提出结合 RIS 被动反射信号的基本功能和符号级预编码的思想，实现基于 RIS 的主/被动联合信息传输，进一步提升系统的频谱效率。其中 RIS 作为一个双功能器件，既辅助基站进行下行主动信息传输，又实现 RIS 端的被动信息传输。RIS 被动传输的信息为一些环境数据，如温度、湿度等，这些数据由传感器或物联网设备从周围环境中收集而来。通常情况下这些环境参数变化缓慢，被传的数据量很小。因此，RIS 的主要功能是通过被动反射增强基站的主动信息传输，而被动信息传输为次要任务，该任务通常只需要非常低的信息传输速率。为了实现上述主/被动联合信息传输的功能，RIS 的部署和工作模式与上一节相比有很大不同。

4.5.1 系统模型描述

考虑如图4.15所示的主/被动联合信息传输系统，其中由 N 个无源反射元件组成的 RIS 通过调整其反射系数来辅助增强基站对 K 个主用户的下行主动信息传输，同时通

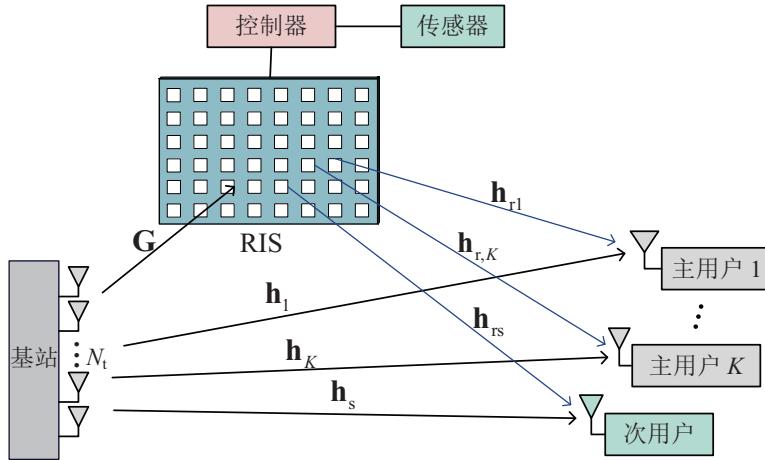


图 4.15 基于 RIS 的主/被动联合信息传输系统

Fig. 4.15 An RIS-based joint active and passive information transmission system

过选择不同的反射系数实现对一个次用户的被动信息传输。本节设基站服务的 K 个主要用户与接收 RIS 被动反射信息的次用户之间相互独立。接下来详细介绍所提的主/被动联合信息传输模型及其对应的性能衡量指标。

针对基站与主要用户之间的主动信息传输，基站端的发射预编码与 RIS 的反射系数联合优化设计来提升主要用户的通信性能。考虑到符号级预编码不仅可以通过将有害的多用户干扰转化成有用信号来增强主动信息传输，还可以为 RIS 端嵌入信息提供额外的自由度，所以基站采用更为灵活的非线性符号级预编码。同样地，设基站发送的 K 个符号是相互独立的 Ω -PSK 符号。另 $\mathbf{s}_m \triangleq [s_{m,1}, s_{m,2}, \dots, s_{m,K}]^T$, $m = 1, 2, \dots, \Omega^K$ 代表所有可能的发送符号向量，发送 \mathbf{s}_m 对应的符号级预编码向量为 $\mathbf{x}_m \in \mathbb{C}^{N_t}$ 。则第 k 个主要用户的接收信号为

$$y_{m,k} = (\mathbf{h}_k^H + \mathbf{h}_{r,k}^H \Phi \mathbf{G}) \mathbf{x}_m + n_k, \quad \forall m \quad (4.64)$$

式中， $\mathbf{h}_k \in \mathbb{C}^{N_t}$, $\mathbf{h}_{r,k} \in \mathbb{C}^N$ 和 $\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{N \times N_t}$ 分别表示基站到第 k 个主要用户、RIS 到第 k 个主要用户和基站到 RIS 的信道。 $\Phi \triangleq \text{diag}\{\phi\}$ 表示 RIS 反射矩阵， $n_k \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2)$ 是第 k 个主要用户的 AWGN。根据绪论中的描述，基于符号级预编码的通信质量限制条件可以表示为

$$\Re\{\tilde{y}_{m,k}\} \sin \vartheta - |\Im\{\tilde{y}_{m,k}\}| \cos \vartheta \geq \alpha_k, \quad \forall m, \forall k \quad (4.65)$$

式中， $\tilde{y}_{m,k} = (\mathbf{h}_k^H + \mathbf{h}_{r,k}^H \Phi \mathbf{G}) \mathbf{x}_m e^{-j\angle s_{m,k}}$ 。

针对 RIS 与次用户之间的被动信息传输，本节提出利用符号级预编码的思想，将

RIS 传输的次要信息被动地嵌入到基站的主要信息传输中去。考虑到次要信息传输速率通常要远低于主要信息传输速率，本节提出通过选择反射矩阵 $\Phi_0 \triangleq \text{diag}\{\phi_0\}$ 或 $\Phi_1 \triangleq \text{diag}\{\phi_1\}$ 的方式，将一位二进制的次要符号信息嵌入到 L 个主要信息的发射信号中去。具体来说，当传输的次要符号信息为“0”时，RIS 的反射矩阵在这 L 个主要信息传输的时隙期间为 Φ_0 ；当传输的次要符号信息为“1”时，RIS 的反射矩阵为 Φ_1 。显然， L 越小，次要信息的被动传输速率越高，但这通常会造成误码率性能下降。与此同时，考虑到基站不能访问次要信息，且次要信息的被动传输应该避免影响主要信息传输，所以反射矩阵 Φ_0 和 Φ_1 都应该满足式 (4.65) 中关于主要信息传输的通信质量限制条件。因此，主用户的通信限制条件需要重新建模为

$$\Re\{\tilde{y}_{m,k,0/1}\} \sin \vartheta - |\Im\{\tilde{y}_{m,k,0/1}\}| \cos \vartheta \geq \alpha_k, \quad \forall m, \forall k \quad (4.66)$$

式中， $\tilde{y}_{m,k,0/1} = (\mathbf{h}_k^H + \mathbf{h}_{r,k}^H \Phi_{0/1} \mathbf{G}) \mathbf{x}_m e^{-j\angle s_{m,k}}$ ，下标中的 0/1 代表反射矩阵为 Φ_0 或 Φ_1 。

在衡量次用户的通信质量之前，先讨论次要信息的符号检测策略。文献[147,148]中提出一个两阶段的方法来解调 RIS 传输的次要符号信息，该方法先恢复基站传输的主要符号信息，然后利用获得的主要符号信息来解码其中嵌入的次要符号信息。文献[150]中提出使用最大似然 (Maximum Likelihood, ML) 检测器联合检测主/次要符号信息。这些方法均需要解码基站传输的主要符号信息，而次用户只关心通过被动传输得到的次要符号信息。为了降低次用户的计算负担，本节提出一种更有效的策略在 RIS 的反射系数变化中嵌入次要符号信息，使得次用户的符号检测仅需要非常简单的硬判决器。具体来说，次用户通过评估 L 个时隙接收信号的平均值来提取嵌入的二进制信息。为了定量地描述这个检测过程，首先设在第 l 个时隙， $l = 1, 2, \dots, L$ ，基站发送给主用户的符号向量的索引为 $m_l \in \{1, 2, \dots, \Omega^K\}$ ，则次用户的接收信号可以表示为

$$y_{m_l,s,0/1} = (\mathbf{h}_s^H + \mathbf{h}_{rs}^H \Phi_{0/1} \mathbf{G}) \mathbf{x}_{m_l} + n_s \quad (4.67)$$

式中，下标“s”代表次用户， \mathbf{h}_s 和 \mathbf{h}_{rs} 分别为基站与次用户和 RIS 与次用户之间的信道， $n_s \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2)$ 为次用户的 AWGN。定义 L 个时隙内发送给主用户的符号向量的索引集合为 $\mathcal{I} \triangleq \{m_1, m_2, \dots, m_L\}$ ，则次用户的接收信号的平均值为

$$\bar{r}_{0/1} = \frac{1}{L} \sum_{m_l \in \mathcal{I}} y_{m_l,s,0/1} = \begin{cases} H_0 : \frac{1}{L} (\mathbf{h}_s^H + \mathbf{h}_{rs}^H \Phi_0 \mathbf{G}) \sum_{m_l \in \mathcal{I}} \mathbf{x}_{m_l} + n_s \\ H_1 : \frac{1}{L} (\mathbf{h}_s^H + \mathbf{h}_{rs}^H \Phi_1 \mathbf{G}) \sum_{m_l \in \mathcal{I}} \mathbf{x}_{m_l} + n_s \end{cases} \quad (4.68)$$

利用二进制相移键控 (Binary-PSK, BPSK) 的原理，如果 $\Re\{\bar{r}\} > 0$ ，则判断嵌入的符号为“1”，反之则为“0”。同时，受符号级预编码的启发，本节将有益干扰区域的概念用于

被动信息传输设计。对次用户来说的有益干扰区域定义为

$$H_0 : \Re \left\{ \frac{1}{L} (\mathbf{h}_s^H + \mathbf{h}_{rs}^H \Phi_0 \mathbf{G}) \sum_{m_l \in \mathcal{I}} \mathbf{x}_{m_l} \right\} \leq -\beta \quad (4.69a)$$

$$H_1 : \Re \left\{ \frac{1}{L} (\mathbf{h}_s^H + \mathbf{h}_{rs}^H \Phi_1 \mathbf{G}) \sum_{m_l \in \mathcal{I}} \mathbf{x}_{m_l} \right\} \geq \beta \quad (4.69b)$$

式中, $\beta > 0$ 为次用户的通信质量要求, 它代表平均无噪声接收信号与其判决门限之间的最小欧式距离。由于 $\sum_{m_l \in \mathcal{I}} \mathbf{x}_{m_l}$ 有 $C_{\Omega^K}^L$ 个可能取值, 这么庞大的数量对于优化设计来说很难处理。因此, 本节提出将其中的求和项分解为独立项来简化这个约束条件, 也就是说, 将次用户的通信限制条件转化为

$$\Re \{ (\mathbf{h}_s^H + \mathbf{h}_{rs}^H \Phi_0 \mathbf{G}) \mathbf{x}_m \} \leq -\beta, \quad \forall m \quad (4.70a)$$

$$\Re \{ (\mathbf{h}_s^H + \mathbf{h}_{rs}^H \Phi_1 \mathbf{G}) \mathbf{x}_m \} \geq \beta, \quad \forall m \quad (4.70b)$$

可以看到, 该条件要求每个时隙中次用户的无噪声接收信号均要远离判决门限至少 β 的距离, 这显然是比式 (4.69) 更严格的约束。

综上所述, 在给定主用户和次用户的通信质量要求下, 基站联合优化设计符号级预编码向量 \mathbf{x}_m , $\forall m$ 和反射系数向量 ϕ_0 和 ϕ_1 。随后, 基站通过专用的控制链路将优化得到的反射系数向量 ϕ_0 和 ϕ_1 发送给 RIS 端的控制器。在信息传输阶段, 基站根据发送的符号向量 \mathbf{s}_m 发射相应的预编码向量 \mathbf{x}_m 。与此同时, 每隔 L 个时隙, RIS 端的控制器根据要传输的二进制符号信息调控 RIS 的反射系数变为 ϕ_0 或 ϕ_1 。

4.5.2 符号级预编码与反射系数联合优化设计

根据上面的描述, 所提主/被动联合信息传输系统中的功率最小化问题建模为

$$\min_{\substack{\mathbf{x}_m, \forall m, \\ \phi_0, \phi_1}} \sum_{m=1}^{\Omega^K} \|\mathbf{x}_m\|^2 \quad (4.71a)$$

$$\text{s.t.} \quad \Re \{ \tilde{y}_{m,k,0/1} \} \sin \vartheta - |\Im \{ \tilde{y}_{m,k,0/1} \}| \cos \vartheta \geq \alpha_k \quad (4.71b)$$

$$\tilde{y}_{m,k,0/1} = (\mathbf{h}_k^H + \mathbf{h}_{r,k}^H \Phi_{0/1} \mathbf{G}) \mathbf{x}_m e^{-j \angle s_{m,k}}, \quad \forall m, \forall k \quad (4.71c)$$

$$\Re \{ (\mathbf{h}_s^H + \mathbf{h}_{rs}^H \Phi_0 \mathbf{G}) \mathbf{x}_m \} \leq -\beta, \quad \forall m \quad (4.71d)$$

$$\Re \{ (\mathbf{h}_s^H + \mathbf{h}_{rs}^H \Phi_1 \mathbf{G}) \mathbf{x}_m \} \geq \beta, \quad \forall m \quad (4.71e)$$

$$\Phi_{0/1} = \text{diag}\{\phi_{0/1}\}, \quad |\phi_{0/1}(n)| = 1, \quad \forall n \quad (4.71f)$$

对比该问题和问题 (4.71) 可以发现，它们的形式十分相似。这是因为本节所提的次要符号信息的被动嵌入和解调方式，使得新引入的次用户通信限制条件与主用户的通信限制条件有相同的形式。因此，可以使用4.3节中所提的算法来求解问题 (4.71)。同样地，所提主/被动联合信息传输系统中的 max-min 公平性问题建模为

$$\max_{\mathbf{x}_m, \forall m, \phi_0, \phi_1} t \quad (4.72a)$$

$$\text{s.t. } t \leq \Re\{\tilde{y}_{m,k,0/1}\} \sin \vartheta - |\Im\{\tilde{y}_{m,k,0/1}\}| \cos \vartheta \quad (4.72b)$$

$$\tilde{y}_{m,k,0/1} = (\mathbf{h}_k^H + \mathbf{h}_{r,k}^H \Phi_{0/1} \mathbf{G}) \mathbf{x}_m e^{-j\angle s_{m,k}}, \quad \forall m, \forall k \quad (4.72c)$$

$$t \leq -\varrho \Re\{(\mathbf{h}_s^H + \mathbf{h}_{rs}^H \Phi_0 \mathbf{G}) \mathbf{x}_m\}, \quad \forall m \quad (4.72d)$$

$$t \leq \varrho \Re\{(\mathbf{h}_s^H + \mathbf{h}_{rs}^H \Phi_1 \mathbf{G}) \mathbf{x}_m\}, \quad \forall m \quad (4.72e)$$

$$\Phi_{0/1} = \text{diag}\{\phi_{0/1}\}, \quad |\phi_{0/1}(n)| = 1, \quad \forall n \quad (4.72f)$$

$$\sum_{m=1}^{\Omega^K} \|\mathbf{x}_m\|^2 \leq P \Omega^K \quad (4.72g)$$

式中， ϱ 代表次用户的通信质量权重。该问题与问题 (4.30) 具有相似的结构，因此可以使用相同的算法进行求解。

4.5.3 仿真结果与讨论

本节对所提基于 RIS 的主/被动联合信息传输设计方案进行仿真验证。基站配备 $N_t = 6$ 根发射天线，在 RIS 的辅助下服务 $K = 3$ 个主用户和一个次用户。为了实现更大的反射增益，RIS 通常部署在靠近基站或者用户的地方。因此，设 RIS 与基站的距离为 10m，主用户与 RIS 的距离为 100m，次用户为了接收 RIS 端的信息而位于与 RIS 距离 20m 远的地方。而且，考虑到实际场景中基站和 RIS 通常位于较高的地方，本节设基站和 RIS 之间的信道质量较好。具体来说，基站与 RIS 之间的信道为小尺度莱斯衰减模型，其路径损耗系数为 2.5，而其它信道为路径损耗系数是 3 的瑞利衰落信道。简单起见，本节设主用户的通信需求相同，即 $\alpha_k = \alpha, \forall k$ ，次用户的权重系数为 $\varrho = 5$ 。

图4.16~图4.18展示了功率最小化问题的仿真性能，其中图4.16展示了所提算法的收敛性。可以看到，所提算法在 20 次迭代内收敛，而且低分辨率情况下的收敛速度要比理想连续相移的情况更快。此外，由于 1 比特量化误差造成的性能损失十分显著，接下来的仿真中将不再评估对应方案的性能。图4.17展示了平均发射功率与主用户通信质量需求 α 之间的关系。为了验证所提方案的有效性，图中也展示了两个对比方案的性

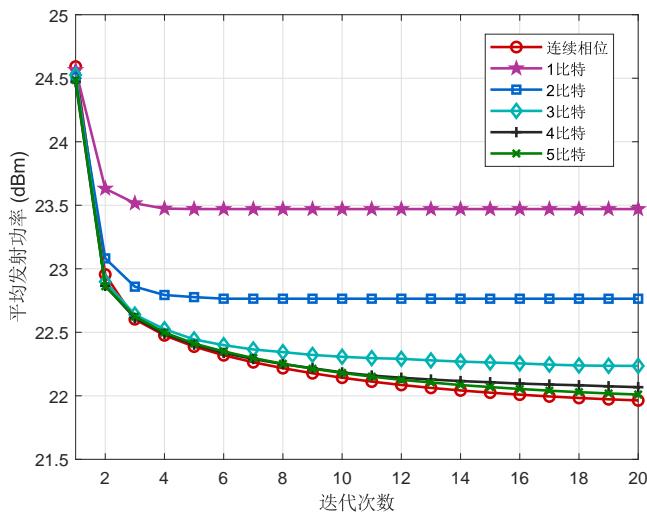


图 4.16 平均发射功率与迭代次数关系图
Fig. 4.16 Average transmit power versus the number of iterations

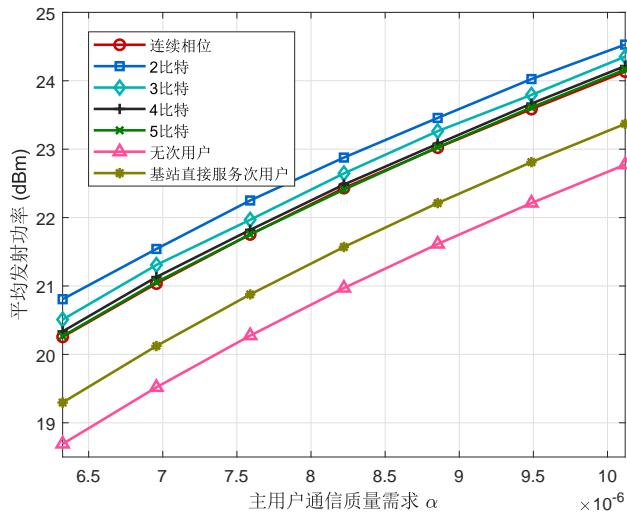


图 4.17 平均发射功率与主用户通信质量需求 α 关系图
Fig. 4.17 Average transmit power versus PIRs' QoS requirement α

能。一个是没有次用户的场景(记为“无次用户”),其中RIS只作为被动反射器件来辅助基站对主用户的主动信息传输;另一个是基站直接服务次用户的场景(记为“基站直接服务次用户”),其中RIS先将所需传输的次要符号信息发送给基站,然后基站在RIS的辅助下同时服务主用户和次用户。毫无疑问,没有次用户的场景消耗的能量最少。得益于基站强大的处理能力,由基站直接服务次用户的方案所需的能量也少于所提方案。

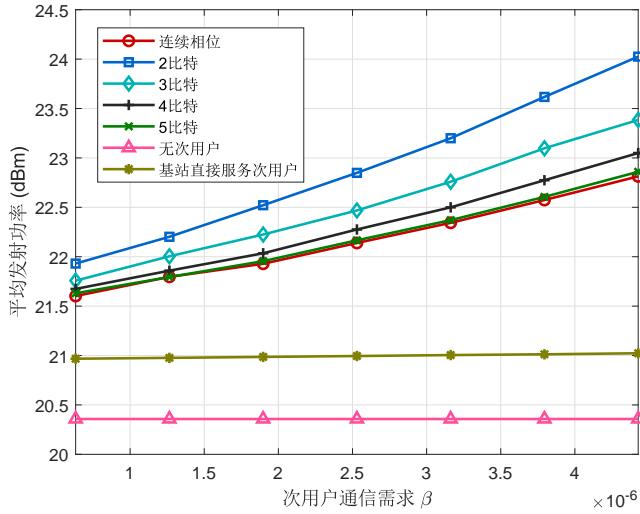


图 4.18 平均发射功率与次用户通信质量需求 β 关系图
Fig. 4.18 Average transmit power versus SIR's QoS requirement β

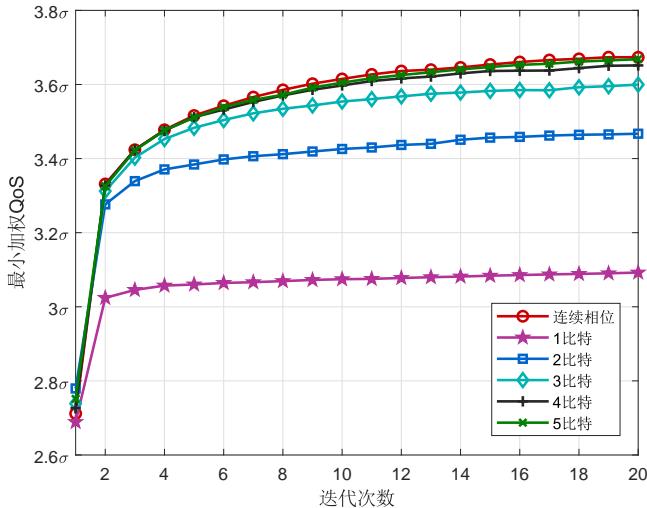


图 4.19 最小加权 QoS 与迭代次数关系图
Fig. 4.19 Minimum weighted QoS versus the number of iterations

但是，RIS 端向基站传输信息的过程将占用更多的传输带宽且需要在 RIS 端部署额外的供电设备，这将降低系统的频带利用率并增加复杂度。此外可以看到，所提方案只需要不到 1.5dBm 的额外功率来实现被动信息传输，这表明所提方案的有效性。图4.18中展示了平均发射功率与次用户通信质量需求 β 之间的关系。可以看到，所提方案只需要少量额外的功率就可以为次用户提供更好的通信质量，尤其是在高分辨率 RIS 的场景下，

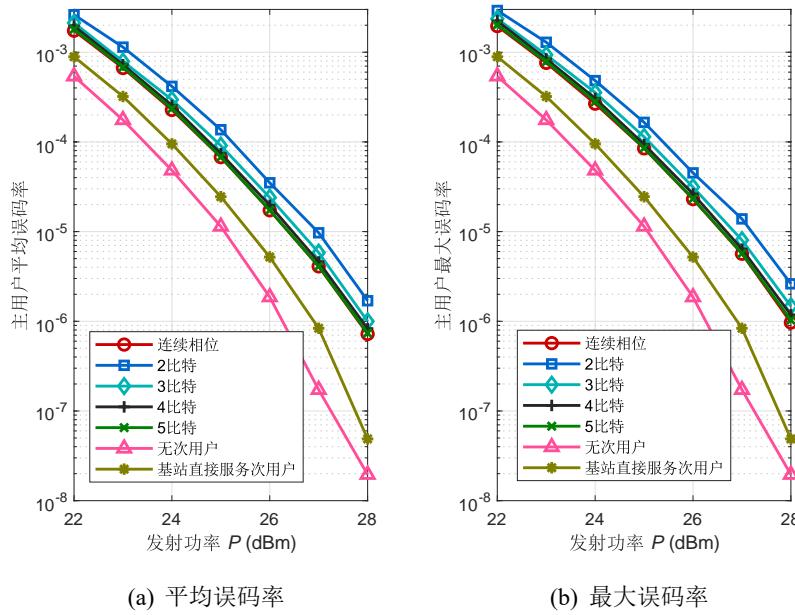


图 4.20 主用户误码率与平均发射功率 P 关系图
Fig. 4.20 SER of primary users versus average transmit power P

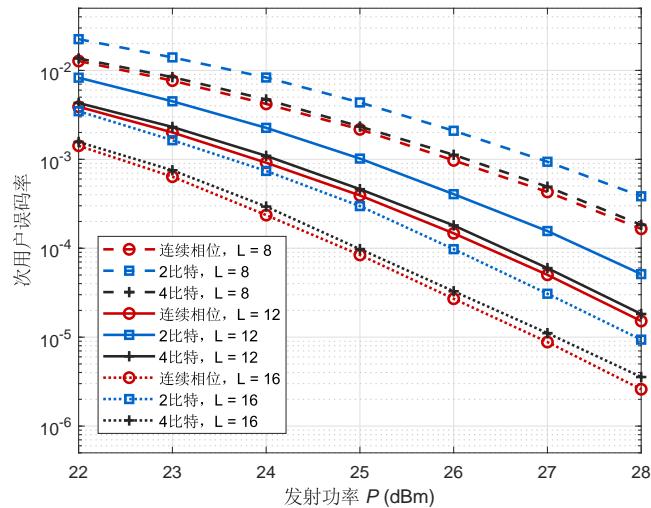


图 4.21 次用户平均误码率与平均发射功率 P 关系图
Fig. 4.21 Average SER of the secondary user versus average transmit power P

这验证了所提被动信息传输方式的优势。

接下来图4.19~图4.21展示了 max-min 公平性问题的性能。首先图4.19展示了所提

算法的收敛性能。与功率最小化问题的优化算法性能类似，所提算法在 20 次迭代内收敛，且低分辨率场景下收敛更快。图4.20展示了主用户的误码率与发射功率 P 的关系。观察发现，图4.20(a)中的平均误码率和图4.20(b)中的最大误码率之间的差距很小，这与主用户权重系数相同的这一设置吻合。此外，可以看到所提方案与对比方案之间存在约 1dBm 和 1.5dBm 的性能损失，这是以较高的频带利用率和效率实现被动信息传输的合理成本。最后，图4.21中展示了次用户的误码率与发射功率 P 的关系，图中包含次要符号信息不同嵌入率的场景，即 $L = 8, 12, 16$ 。显然，次用户的误码率随着发射功率的升高而降低。此外，对比不同 L 的方案可以发现， L 越大则次用户的误码率越低。也就是说，当使用更长的主要符号信息传输时隙来嵌入次要符号信息时，次用户的通信质量更高，这揭示了被动信息传输速率与可靠性之间的权衡关系。

4.6 本章小结

本章研究 RIS 辅助通信系统中的符号级预编码设计问题。首先考虑利用 RIS 被动反射信号的功能，辅助基站使用符号级预编码进行下行主动信息传输。针对该模型下的功率最小化和 max-min 公平性问题，分别提出了高效的迭代优化算法，仿真表明所提符号级预编码和 RIS 反射系数联合优化设计的性能优势。随后利用符号级预编码的设计思想，创新性地提出了基于 RIS 的被动信息传输方案，通过调控 RIS 的反射系数反射未调制载波信号来实现多数据流传输。针对该模型下的两大经典优化问题，分别提出基于理想连续相移和低分辨率 RIS 的设计算法，仿真展示了所提算法在性能和复杂度上的折中。最后，结合 RIS 被动反射信号和符号级预编码的思想，创新性地提出基于 RIS 的主/被动联合信息传输方案，降低了接收机的复杂度。仿真结果验证了所提方案的可行性和有效性。

5 面向通感一体化系统的符号级预编码研究

5.1 引言

前面章节的研究集中在低成本、高质量、强安全和广覆盖无线通信，旨在进一步提升无线网络的通信性能。在此基础上，未来6G网络将更加灵活智能，支持更高的传输速率和容量，并且赋能更多的新型应用场景。在自动驾驶、远程医疗、环境检测和智慧城市等6G典型应用场景中，都需要网络具备感知周围环境的能力。因此，6G网络的发展需要实现从传统单一的通信功能向感知功能的扩展，满足新兴业务的多样化需求^[1,72]。通信感知一体化技术支持通信功能和感知功能的共存、协作乃至融合共生，赋予6G网络无时无刻、随时随地感知周围环境的能力，有助于实现从万物互联到万物智联的跃迁^[156,157]。ISAC技术不仅可以通过共享频谱资源、硬件平台、基带波形和信号处理模块，来获取集成增益以提升系统的频谱/硬件/能量/信息处理效率，而且支持通信和感知功能相互辅助和促进，获取协作增益^[158]。因此，学术界和工业界普遍将ISAC技术视为6G网络的关键使能技术之一^[159–161]。

与通信和雷达系统的发展类似，MIMO架构也在ISAC系统中广泛应用。通过利用多天线带来的空间自由度，不仅可以提升雷达感知波形的多样性，还能够获得波束成形和空间复用增益。为了充分利用发射天线阵列带来的性能增益来提升通信和感知性能，目前已有大量研究关注MIMO-ISAC系统中的发射预编码设计^[162]，以优化不同的雷达感知和通信性能指标。然而，现有研究主要采用线性预编码，针对发送通信符号二阶统计量的性能指标进行优化设计。这种方法存在一定的局限性，特别是当发送的通信符号数量有限且不满足其统计分布时，通信信号的随机性将严重影响雷达感知性能。此外，考虑到实际通信场景的复杂性，泛在的散射体和障碍物等会对目标回波信号产生严重的杂波干扰。同时，运动状态的杂波干扰源引起的干扰随时间发生变化。在这些情况下，仅进行空域设计的线性预编码方案很难保证ISAC系统的感知性能。

针对上述问题，本章提出基于非线性符号级预编码的通感一体化波形设计方案，旨在同时利用空域和时域的自由度来提升系统的感知性能。本章的主要贡献如下：首先，提出利用符号级预编码的时域特性，在满足多用户通信的前提下，对不同时隙的雷达发射波束方向图进行优化，以确保稳定且理想的雷达波束指向。然后，通过将符号级预编码与雷达领域的空时自适应处理技术相结合，提出联合设计通感一体化发射波形和雷达接收滤波的方法，旨在实现空时域的联合杂波抑制，从而提升系统的目标检测性能。

本章的内容安排如下：5.2节介绍通感一体化系统的预编码研究进展；5.3节提出基于符号级预编码的通感一体化波形设计方案，以优化不同时刻的雷达波束方向图；5.4节研究杂波干扰下的空时自适应联合优化设计，以提升系统的目标检测性能；最后，5.5节总结本章主要研究内容。

5.2 通感一体化系统预编码研究进展

ISAC 技术的提出主要为了支持未来 6G 网络对高速率无线通信和高精度感知能力的需求。ISAC 这个宏观概念涵盖不同层次通信和感知的融合，从简单的双系统共存、协作，到一体化系统的联合设计，甚至包含通感融合的移动网络^[156,157,163,164]。雷达通信共存 (Radar-Communication Coexistence, RCC) 和双功能雷达通信 (Dual-Functional Radar-Communication, DFRC) 是两个主要应用。RCC 指的是雷达系统和通信系统以频谱共享的形式共存。在 RCC 系统中，非共址的雷达和通信系统必须交换必要的辅助信息，以进行干扰管理并实现更好的协作^[59]。虽然 RCC 系统产生了额外的开销，但基本不需要对现有系统硬件进行修改。DFRC 指的是使用完全共享的发射机、相同的频段和同一双功能波形，同时实现通信和感知功能^[165]。与 RCC 系统相比，DFRC 系统只需要一个更小、更低成本和复杂度的硬件平台，而且该双功能平台可以利用已知的通信和雷达信号实现充分的协作，从而显著提升系统的能量效率^[158]。因此，近年来学术界和工业界都更加关注 DFRC 的应用研究。

在 DFRC 系统中，由于雷达感知和通信功能在需求上存在诸多冲突，通感一体化发射波形的设计至关重要。目前关于 DFRC 系统的波形设计方法大致可以分为三类：以雷达波形为主的设计、以通信波形为主的设计和联合设计方法。其中，以雷达波形为主的设计方法是在不影响雷达感知功能的前提下，将少量通信符号嵌入到雷达波形中来同时实现通信^[166,167]。因此，该方法可实现的通信速率很低，只适用于少数需要超高感知性能和少量信息传输的场景。而且，考虑到安全性和成本问题，军用雷达基本不允许对系统进行改动^[158]。以通信波形为主的设计方法简单地利用现有的通信波形实现雷达感知功能。在这种情况下，通信功能具有优先权，而很难保证高精度的感知性能。不同于上述两种方法，通感一体化波形的联合设计方法支持更高的设计自由度，可以实现灵活的通信和感知性能折中，因此受到更加广泛的关注。此外，为了进一步提升通信和感知性能的权衡，DFRC 系统广泛使用 MIMO 架构，以改善雷达感知波形的空域多样性与分集自由度^[168]，同时为多用户通信提供波束成形和空间复用增益。

基于上述研究背景，许多研究人员致力于 MIMO-DFRC 系统中的发射波形/波束成

形设计^[162]，研究的场景包括从单个通信用户到多个通信用户、从单个感知目标到多个感知目标、从窄带信号到宽带信号、从理想场景到存在杂波干扰和窃听的场景等。大部分现有工作通过设计基站的预编码矩阵来优化不同的雷达感知和通信性能指标。其中，通信常用的性能指标包括 SNR/SINR、可达速率、频谱效率、能量效率、多用户干扰、误码率等，雷达常用的性能指标包括 SINR、波束方向图均方误差 (Mean Squared Error, MSE)^[169]、参数估计克拉美罗界 (Cramér-Rao Bound, CRB)^[170] 以及预编码矩阵的相似性^[60,171] 等。在这些研究中，基站采用传统的线性预编码方案将通信符号转化成双功能发射波形。然而，文献[172]表明，该双功能发射波形的设计自由度受通信用户数量的限制，没有充分利用多天线的自由度。为了增加发射波形的自由度，文献[172,173]进一步提出同时发送经过预编码处理的通信符号和雷达波形，从而提升系统的雷达感知能力。然而，该方法受线性预编码固有的限制，仍然不能保证可靠的雷达感知性能。更重要的是，上述线性预编码设计多采用基于通信符号二阶统计量的性能指标，因此只有当发送通信符号的数量足够大且满足其统计分布时，才能保证实际的雷达感知性能与优化设计的结果相符。这也意味着，基于线性预编码的通感一体化波形设计方案难以确保稳定的雷达感知性能。

另一方面，考虑到实际通信场景往往十分复杂，目标的回波信号很可能淹没在大量来自建筑物、树木、车辆等的杂波干扰中，严重影响基站的目标检测性能。在这种目标检测场景中，传统 MIMO 雷达系统常采用空时自适应处理 (Space Time Adaptive Processing, STAP) 技术来实现自适应杂波抑制^[174-181]。通过利用发射波形的空域和时域自由度，STAP 技术能够从不同的距离和角度范围内识别目标回波并抑制杂波干扰，从而提升系统在强杂波环境中的目标检测性能。此外，利用杂波干扰源的先验知识，例如杂波协方差矩阵^[182-184]，可以辅助改善基于 STAP 技术的目标检测性能。由此可见，与无线通信系统不同，雷达系统更加关注发射波形的时域特性，而基于传统线性预编码的通感一体化波形设计方案只能优化发射信号的空域特性。

与面向 MIMO 雷达系统的 STAP 技术类似，符号级预编码技术也同时利用发射信号的空域和时域自由度来提高多用户通信质量。相对于基于发送符号二阶统计量的线性预编码，符号级预编码根据传输的具体符号信息来优化发射信号，可以利用多用户干扰提升系统的通信性能。同时，符号级预编码设计的时域灵活性支持对不同时隙的雷达波束方向图进行优化，从而保证稳定的雷达感知性能。因此，本章将研究基于符号级预编码的通信感知一体化波形设计方案，旨在保证有限数量波形样本下的雷达感知性能。进一步地，将符号级预编码与 STAP 技术相结合，实现复杂通感一体化场景中的杂波抑制，并提升多用户通信和目标检测性能。

5.3 基于符号级预编码的通感一体化波形设计

本节研究基于符号级预编码的通感一体化波形设计，利用符号级预编码的时域特性，在实现下行多用户通信的同时，优化不同时隙的雷达波束方向图，以保证稳定的雷达波束指向，从而克服发送通信符号的随机性对雷达性能的影响。

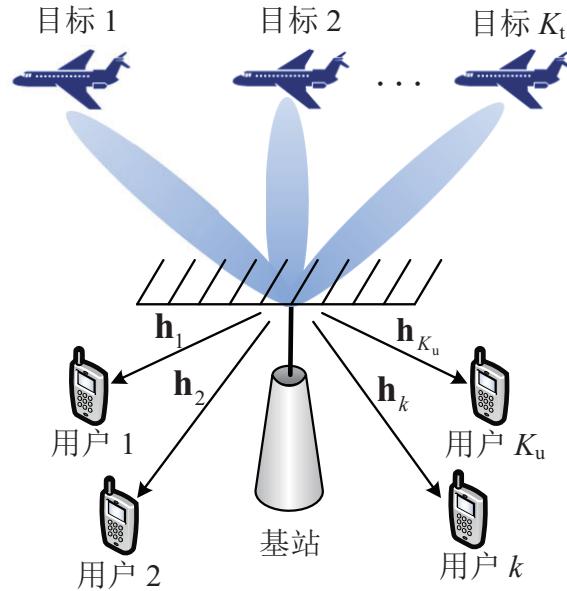


图 5.1 雷达通信一体化系统图
Fig. 5.1 A dual-functional radar-communication system

5.3.1 系统模型描述

考虑如图5.1所示的单站共址 MIMO 雷达通信一体化系统，其中基站配备有 N_t 根以 ULA 排列的天线，同时服务 K_u 个单天线通信用户和感知 K_t 个点目标。通常情况下，发射天线数不小于用户数和感知目标数，即 $K_u \leq N_t$, $K_t \leq N_t$ 。为了同时实现通信和感知功能，基站发射周期性脉冲调制信号，并通过时分方式利用相同的天线阵列分别发射双功能信号和接收目标回波信号。具体来说，基站先发射雷达通信一体化信号去照射潜在目标和向通信用户发送信息，随后切换到雷达接收机模式收集目标回波信号，并利用发射信号的先验知识和现有的估计算法估计目标的相关参数。

为了利用多用户干扰来提升通信质量以及保证雷达发射波束方向图在不同时隙的性能，基站使用符号级预编码技术来设计雷达通信一体化发射波形。由于本章同时考虑雷达功能，将更加关注不同时隙的预编码设计，接下来所使用的符号定义也会与前面章

节略有不同。具体来说，定义 $\mathbf{x}[n] \triangleq [x_1[n], x_2[n], \dots, x_{N_t}[n]]^T$ 为第 n 个时隙的发射信号，其中 $x_i[n]$ 代表第 i 根天线发送的基带信号， $i = 1, 2, \dots, N_t$ 。从雷达功能的角度来看，发射信号 $\mathbf{x}[n]$ 是雷达波形的第 n 个样本。定义发送给 K_u 个通信用户的符号向量为 $\mathbf{s}[n] \triangleq [s_1[n], s_2[n], \dots, s_{K_u}[n]]^T$ ，其中每个符号均为 Ω -PSK。不同于传统的线性预编码方案，基于符号级预编码的发射信号 $\mathbf{x}[n]$ 与发送符号向量 $\mathbf{s}[n]$ 之间的映射通常是非线性的，因此可以利用更多的自由度来提高雷达感知和多用户通信性能。考虑到传统基于二阶统计量的 SINR 或 MSE 等指标不适合评估符号级预编码设计的性能，接下来将分别介绍符号级预编码系统中多用户通信和雷达感知性能的度量标准。

第 k 个通信用户的接收信号表示为

$$r_k[n] = \mathbf{h}_k^H \mathbf{x}[n] + n_k[n] \quad (5.1)$$

其中， $\mathbf{h}_k \in \mathbb{C}^{N_t}$ 表示基站与第 k 个用户之间的瑞利衰落信道， $\mathbf{x}[n]$ 为第 n 个时隙的发射信号， $n_k[n] \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_k^2)$ 为第 k 个用户的 AWGN。根据绪论中的描述，基于有益干扰区域的符号级预编码系统中的通信质量限制条件表示为

$$\Re\{\mathbf{h}_k^H \mathbf{x}[n] e^{-j\angle s_k[n]}\} \sin \vartheta - |\Im\{\mathbf{h}_k^H \mathbf{x}[n] e^{-j\angle s_k[n]}\}| \cos \vartheta \geq \beta_k, \quad \forall k \quad (5.2)$$

其中， $\beta_k > 0$ 为预设的通信质量要求门限。

与此同时，雷达接收机需要接收到较强的目标回波信号，以此来获得较准确的目标感知结果。为了实现这一目的，雷达发射机通常将波束指向潜在目标的方向，使得它们可以被很强的信号照射，进而产生较强的回波信号。所以，发射波束方向图可以间接地衡量雷达感知性能。也就是说，理想的发射波束方向图往往意味着更好的目标检测/参数估计性能。因此，大多现有工作^[168,169] 使用通感一体化发射信号的波束方向图来衡量和优化系统的感知性能。在图5.1所示系统中，第 n 个时隙发射的符号级预编码向量 $\mathbf{x}[n]$ 也被看做雷达发射波形的第 n 个样本。因此，在角度方向 $\theta \in [-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}]$ 上的基带信号可以表示为

$$r(n; \theta) = \mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{x}[n] \quad (5.3)$$

其中， $\mathbf{a}(\theta) \triangleq [1, e^{j\frac{2\pi}{\lambda} \Delta \sin(\theta)}, \dots, e^{j\frac{2\pi}{\lambda} (N_t-1) \Delta \sin(\theta)}]^T \in \mathbb{C}^{N_t}$ 为角度方向 θ 的发射方向矢量， Δ 表示天线间距， λ 表示波长。当发射信号由位于 θ_{k_t} ， $k_t = 1, 2, \dots, K_t$ 方向的 K_t 个点目标反射后，基站的接收信号可以表示为

$$\mathbf{y}[n] = \sum_{k_t=1}^{K_t} \beta_{k_t} \mathbf{a}(\theta_{k_t}) \mathbf{a}^H(\theta_{k_t}) \mathbf{x}[n] + \mathbf{z}[n] \quad (5.4)$$

其中, β_{k_t} 为第 k_t 个目标的雷达散射截面积 (Radar-Cross Section, RCS), $\mathbf{z}[n] \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_z^2)$ 为雷达接收机的 AWGN。本节设目标是静止的或者移动速度十分缓慢, 因此所引起的多普勒频移可以忽略, 而且为了简单起见设这些目标位于同一距离单元内。需要注意的是, 本节所考虑的雷达感知问题侧重于估计目标的 RCS β_{k_t} 及其角度方向 θ_{k_t} , 因此将不考虑雷达波形在时域上的相关性, 而下一节将详细研究雷达波形时域相关性对感知性能的影响。

为了提升目标检测和参数估计的性能, 一个广泛使用的方法是最大化潜在目标方向上的信号功率同时最小化其它方向上的信号功率, 从而实现增强目标回波和抑制杂波干扰的功能。因此, 一个常用的雷达波形性能度量是优化的与理想的雷达波束方向图之间的 MSE。值得注意的是, 基于传统线性预编码的方案考虑的是平均发射波束方向图, 即

$$P(\theta; \mathbf{R}) = \mathbb{E}\{\|\mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{x}[n]\|^2\} = \mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{R}\mathbf{a}(\theta) \quad (5.5)$$

其中, $\mathbf{R} \triangleq \mathbb{E}\{\mathbf{x}[n]\mathbf{x}[n]^H\}$ 为发射信号的协方差矩阵。定义线性预编码系统的预编码矩阵为 \mathbf{F} , 则发射信号为 $\mathbf{x}[n] = \mathbf{F}\mathbf{s}[n]$ 。由于发送符号统计独立, 即 $\mathbb{E}\{\mathbf{s}[n]\mathbf{s}[n]^H\} = \mathbf{I}_{K_u}$, 发射信号协方差矩阵等于预编码器的协方差矩阵, 即 $\mathbf{R} = \mathbf{F}\mathbf{F}^H$ 。所以, 传统方法在获得 \mathbf{R} 之后通过矩阵分解就可以得到预编码矩阵 \mathbf{F} 。然而, 由于上述推导是基于发送符号的二阶统计量, 只有当发射信号/波形样本的数量足够大时才能保证实际的雷达波束方向图满足理论推导的限制条件。考虑到实际雷达通信一体化系统中每个雷达脉冲的波形样本数量通常是有限的, 这将造成实际获得的波束方向图出现严重失真, 从而影响目标检测和参数估计的性能。为了克服这一缺点, 本节采用符号级预编码的方式, 通过优化不同时刻的发射信号 $\mathbf{x}[n]$ 来维持稳定的雷达发射波束图, 从而保证在有限样本数量下依然能获得满意的雷达感知性能。具体来说, 若在第 n 个码元时刻采用符号级预编码 $\mathbf{x}[n]$, 则方向 θ 上的瞬时发射波束 (即信号能量) 表示为

$$P(\theta; \mathbf{x}[n]) = \|\mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{x}[n]\|^2 = \mathbf{x}^H[n]\mathbf{A}(\theta)\mathbf{x}[n] \quad (5.6)$$

其中, 定义 $\mathbf{A}(\theta) \triangleq \mathbf{a}(\theta)\mathbf{a}^H(\theta)$ 。本节使用瞬时发射波束方向图 $P(\theta; \mathbf{x}[n])$ 与理想波束方向图 $d(\theta)$ 之间的 MSE 作为雷达感知性能的度量标准, 即

$$f(\alpha, \mathbf{x}[n]) = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L |\alpha d(\theta_l) - \mathbf{x}^H[n]\mathbf{A}(\theta_l)\mathbf{x}[n]|^2 \quad (5.7)$$

其中, α 是一个放缩系数, $\{\theta_l\}_{l=1}^L$ 为采样的角度。

此外, 为了提升实际通感一体化系统的硬件效率和能量效率, 通常令每根发射天线

均使用最大可用功率来发射信号，即发射信号 $\mathbf{x}[n]$ 的每个元素均需满足以下恒模约束

$$|x_i[n]| = \sqrt{P_{\text{tot}}/N_t}, \quad i = 1, 2, \dots, N_t \quad (5.8)$$

其中， P_{tot} 为总功率预算。该功率约束保证每根天线上的发射信号在任一时隙均有恒定功率，因此系统的峰均比非常低，从而可以使用较低成本的非线性放大器。

5.3.2 问题建模与等价转化

基于上面的描述，本节提出优化设计符号级预编码向量 $\mathbf{x}[n]$ 来最小化优化后的波束方向图与理想波束方向图的 MSE，同时满足多用户通信质量需求和恒模的功率限制。出于符号简洁性的考虑，接下来将忽略不同时隙的索引 $[n]$ 。因此，基于符号级预编码的通感一体化波形设计问题建模为

$$\min_{\mathbf{x}, \alpha} f(\alpha, \mathbf{x}) \triangleq \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L |\alpha d(\theta_l) - \mathbf{x}^H \mathbf{A}(\theta_l) \mathbf{x}|^2 \quad (5.9a)$$

$$\text{s.t. } \Re \left\{ \mathbf{h}_k^H \mathbf{x} e^{-j\angle s_k} \right\} \sin \vartheta - \left| \Im \left\{ \mathbf{h}_k^H \mathbf{x} e^{-j\angle s_k} \right\} \right| \cos \vartheta \geq \beta_k, \quad \forall k \quad (5.9b)$$

$$|x_i| = \sqrt{P_{\text{tot}}/N_t}, \quad \forall i \quad (5.9c)$$

在进行优化设计之前，先对原始问题进行等价转化使其变成一个更加紧凑、简洁、易于优化的形式。通过观察可以发现，原问题 (5.9) 是一个关于变量 α 的二次凸函数，因此目标函数 $f(\alpha, \mathbf{x})$ 的最小值点满足下式

$$\frac{\partial f(\alpha, \mathbf{x})}{\partial \alpha} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L [2\alpha d^2(\theta_l) - 2d(\theta_l) \mathbf{x}^H \mathbf{A}(\theta_l) \mathbf{x}] = 0 \quad (5.10)$$

根据该式可以求得最优的 α 为

$$\alpha^* = \frac{\mathbf{x}^H \sum_{l=1}^L d(\theta_l) \mathbf{A}(\theta_l) \mathbf{x}}{\sum_{l=1}^L d^2(\theta_l)} \quad (5.11)$$

将式 (5.11) 带入 $f(\alpha, \mathbf{x})$ ，目标函数 (5.9a) 可以整理为以下的单变量函数

$$f(\mathbf{x}) \triangleq \sum_{l=1}^L |\mathbf{x}^H \mathbf{A}_l \mathbf{x}|^2 \quad (5.12)$$

式中定义

$$\mathbf{A}_l \triangleq \frac{d(\theta_l) \sum_{l=1}^L d(\theta_l) \mathbf{A}(\theta_l)}{\sqrt{L} \sum_{l=1}^L d^2(\theta_l)} - \frac{\mathbf{A}(\theta_l)}{\sqrt{L}}, \quad \forall l \quad (5.13)$$

与此同时，利用一些基础的线性代数和矩阵运算法则，可以将通信限制条件 (5.9b) 整理为更简洁的形式，并将原始问题等价地转化为以下形式

$$\min_{\mathbf{x}} \sum_{l=1}^L |\mathbf{x}^H \mathbf{A}_l \mathbf{x}|^2 \quad (5.14a)$$

$$\text{s.t. } \Re\{\tilde{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{x}\} \geq \gamma_k, \quad k = 1, 2, \dots, 2K_u \quad (5.14b)$$

$$|x_i| = \sqrt{P_{\text{tot}}/N_t}, \quad i = 1, 2, \dots, N_t \quad (5.14c)$$

式中定义 $\tilde{\mathbf{h}}_{2k} \triangleq \mathbf{h}_k e^{j\angle s_k} (\sin \vartheta + e^{j\pi/2} \cos \vartheta)$, $\tilde{\mathbf{h}}_{2k-1} \triangleq \mathbf{h}_k e^{j\angle s_k} (\sin \vartheta - e^{j\pi/2} \cos \vartheta)$, $\gamma_{2k} \triangleq \beta_k$, $\gamma_{2k-1} \triangleq \beta_k$, $\forall k$ 。通过观察发现，四次的目标函数 (5.14a) 和恒模约束 (5.14c) 使得该波形设计问题是一个复杂的非凸问题。为了求解该问题，接下来本节将提出两个优化算法，分别在欧式空间和黎曼空间中对原始问题中的四次目标函数和恒模约束进行处理，以不同的计算复杂度为代价实现不同的性能。具体的算法推导如下。

5.3.3 通感一体化波形设计算法

为了求解非凸问题 (5.14)，本小节提出基于惩罚对偶分解 (Penalty Dual Decomposition, PDD)，主优最小化 (Majorization-Minimization, MM) 和块坐标下降 (Block Coordinate Descent, BCD) 等算法框架的通感一体化波形设计算法，记为 PDD-MM-BCD 算法。概括来说，首先引入辅助变量来解决恒模约束 (5.14c)，然后利用 PDD 算法处理耦合的约束和变量，并使用 MM 算法处理复杂的四次目标函数，最后使用 BCD 的方法迭代求解每个子问题。具体的算法描述如下。

(1) 基于 PDD 和 MM 算法的转化

为了解耦关于变量 \mathbf{x} 的凸限制条件 (5.14b) 和非凸限制条件 (5.14c)，先引入辅助变量 $\mathbf{v} \triangleq [v_1, v_2, \dots, v_{N_t}]^T$ 并将问题 (5.14) 转化为

$$\min_{\mathbf{x}, \mathbf{v}} \sum_{l=1}^L |\mathbf{x}^H \mathbf{A}_l \mathbf{x}|^2 \quad (5.15a)$$

$$\text{s.t. } \Re\{\tilde{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{x}\} \geq \gamma_k, \quad \forall k \quad (5.15b)$$

$$|x_i| \leq \sqrt{P_{\text{tot}}/N_t}, \quad \forall i \quad (5.15c)$$

$$\mathbf{x} = \mathbf{v} \quad (5.15d)$$

$$|v_i| = \sqrt{P_{\text{tot}}/N_t}, \quad \forall i \quad (5.15e)$$

由于约束 (5.15d) 中变量 \mathbf{x} 和 \mathbf{v} 耦合以及变量 \mathbf{v} 的恒模约束 (5.15e)，该问题仍然是一个

非凸问题。接下来使用 PDD 算法框架^[185] 设计一个双层循环算法来解决这一难题。该算法的内层循环利用 BCD 迭代优化增广拉格朗日问题，而外层循环更新对偶变量和惩罚系数。具体来说，将等式约束 (5.15d) 看做惩罚项，问题 (5.15) 的增广拉格朗日问题为

$$\min_{\mathbf{x}, \mathbf{v}} \sum_{l=1}^L |\mathbf{x}^H \mathbf{A}_l \mathbf{x}|^2 + \frac{1}{2\rho} \|\mathbf{x} - \mathbf{v}\|^2 + \Re\{\boldsymbol{\mu}^H(\mathbf{x} - \mathbf{v})\} \quad (5.16a)$$

$$\text{s.t. } \Re\{\tilde{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{x}\} \geq \gamma_k, \quad \forall k \quad (5.16b)$$

$$|x_i| \leq \sqrt{P_{\text{tot}}/N_t}, \quad \forall i \quad (5.16c)$$

$$|v_i| = \sqrt{P_{\text{tot}}/N_t}, \quad \forall i \quad (5.16d)$$

式中， $\rho > 0$ 为惩罚系数， $\boldsymbol{\mu} \in \mathbb{C}^{N_t}$ 为对偶变量。在内层循环中，针对给定的 ρ 和 $\boldsymbol{\mu}$ 来迭代更新 \mathbf{x} 和 \mathbf{v} 。然而，可以观察到，复杂的非凸目标函数 (5.16a) 对每个子问题的求解都造成了巨大困难。为了有效解决该问题，接下来将使用 MM 方法寻找一个更易优化的代理目标函数，该函数是原始目标函数 (5.16a) 的上界并在每次迭代中局部逼近它。

根据文献[186]中的定理 12，使用二阶泰勒展开可以获得二次函数 $\mathbf{x}^H \mathbf{A}_l \mathbf{x}$ 在展开点 \mathbf{x}_t 处的一个代理函数为

$$\mathbf{x}^H \mathbf{A}_l \mathbf{x} \leq \lambda_{\mathbf{A}_l} \mathbf{x}^H \mathbf{x} + 2\Re\{\mathbf{x}^H (\mathbf{A}_l - \lambda_{\mathbf{A}_l} \mathbf{I}_{N_t}) \mathbf{x}_t\} + \mathbf{x}_t^H (\lambda_{\mathbf{A}_l} \mathbf{I}_M - \mathbf{A}_l) \mathbf{x}_t \quad (5.17)$$

式中 $\lambda_{\mathbf{A}_l}$ 为厄米特矩阵 \mathbf{A}_l 的最大特征值。考虑到幅值限制条件 (5.16c)，不等式 (5.17) 右边的第一个二次项的上界为

$$\mathbf{x}^H \mathbf{x} \leq P_{\text{tot}} \quad (5.18)$$

将 (5.18) 带入 (5.17)，二次函数 $\mathbf{x}^H \mathbf{A}_l \mathbf{x}$ 的一个线性代理函数表示为

$$\mathbf{x}^H \mathbf{A}_l \mathbf{x} \leq \lambda_{\mathbf{A}_l} P_{\text{tot}} + 2\Re\{\mathbf{x}^H (\mathbf{A}_l - \lambda_{\mathbf{A}_l} \mathbf{I}_{N_t}) \mathbf{x}_t\} + \mathbf{x}_t^H (\lambda_{\mathbf{A}_l} \mathbf{I}_{N_t} - \mathbf{A}_l) \mathbf{x}_t \quad (5.19)$$

利用上式将极大地简化变量的优化和降低计算复杂度。

基于式 (5.19) 的结果，先后两次使用二阶泰勒展开式 (5.17)，目标函数 (5.16a) 中的四次项可以利用 (5.21) 转化为一个简单的线性函数，式中定义

$$\mathbf{B} \triangleq \sum_{l=1}^L \text{vec}(\mathbf{A}_l) \text{vec}^H(\mathbf{A}_l) \quad (5.20a)$$

$$\mathbf{C} \triangleq \text{reshape}\left\{2(\mathbf{B} - \lambda_{\mathbf{B}} \mathbf{I}_{N_t^2}) \text{vec}(\mathbf{x}_t \mathbf{x}_t^H)\right\}_{N_t \times N_t} \quad (5.20b)$$

$$\mathbf{d} \triangleq 2(\mathbf{C} - \lambda_{\mathbf{C}} \mathbf{I}_{N_t}) \mathbf{x}_t \quad (5.20c)$$

$$\sum_{l=1}^L |\mathbf{x}^H \mathbf{A}_l \mathbf{x}|^2 \stackrel{(a)}{=} \text{vec}^H(\mathbf{x} \mathbf{x}^H) \mathbf{B} \text{vec}(\mathbf{x} \mathbf{x}^H) \quad (5.21a)$$

$$\begin{aligned} & \stackrel{(b)}{\leq} \lambda_B \text{vec}^H(\mathbf{x} \mathbf{x}^H) \text{vec}(\mathbf{x} \mathbf{x}^H) + 2\Re \left\{ \text{vec}^H(\mathbf{x} \mathbf{x}^H) (\mathbf{B} - \lambda_B \mathbf{I}_{N_t^2}) \text{vec}(\mathbf{x}_t \mathbf{x}_t^H) \right\} \\ & \quad + \text{vec}^H(\mathbf{x}_t \mathbf{x}_t^H) (\lambda_B \mathbf{I}_{N_t^2} - \mathbf{B}) \text{vec}(\mathbf{x}_t \mathbf{x}_t^H) \end{aligned} \quad (5.21b)$$

$$\stackrel{(c)}{\leq} \lambda_B P_{\text{tot}}^2 + \mathbf{x}^H \mathbf{C} \mathbf{x} + \text{vec}^H(\mathbf{x}_t \mathbf{x}_t^H) (\lambda_B \mathbf{I}_{N_t^2} - \mathbf{B}) \text{vec}(\mathbf{x}_t \mathbf{x}_t^H) \quad (5.21c)$$

$$\begin{aligned} & \stackrel{(d)}{\leq} \lambda_B P_{\text{tot}}^2 + \lambda_C \mathbf{x}^H \mathbf{x} + 2\Re \left\{ \mathbf{x}^H (\mathbf{C} - \lambda_C \mathbf{I}_{N_t}) \mathbf{x}_t \right\} + \mathbf{x}_t^H (\lambda_C \mathbf{I}_{N_t} - \mathbf{C}) \mathbf{x}_t \\ & \quad + \text{vec}^H(\mathbf{x}_t \mathbf{x}_t^H) (\lambda_B \mathbf{I}_{N_t^2} - \mathbf{B}) \text{vec}(\mathbf{x}_t \mathbf{x}_t^H) \end{aligned} \quad (5.21d)$$

$$\stackrel{(e)}{\leq} \Re \left\{ \mathbf{x}^H \mathbf{d} \right\} + \varepsilon \quad (5.21e)$$

以及与优化变量无关的标量 ε , $\text{reshape}\{\cdot\}_{N_t \times N_t}$ 表示将向量调整为维度是 $N_t \times N_t$ 的矩阵。将 (5.20a) 带入 (5.20b) 并利用基本的线性代数, 矩阵 \mathbf{C} 可以重写为

$$\mathbf{C} = 2 \sum_{l=1}^L \mathbf{x}_t^H \mathbf{A}_l^H \mathbf{x}_t \mathbf{A}_l - 2\lambda_B \mathbf{x}_t \mathbf{x}_t^H \quad (5.22)$$

由于矩阵 \mathbf{A}_l 为厄米特矩阵, 矩阵 \mathbf{B} 和 \mathbf{C} 显然也是厄米特矩阵, 因此式 (5.21) 中的步骤 (b) 和 (d) 可以使用式 (5.17) 的结果计算其代理函数。步骤 (c) 利用功率限制条件 (5.16c) 以及 $\text{vec}^H(\mathbf{x} \mathbf{x}^H) \text{vec}(\mathbf{x} \mathbf{x}^H) \leq P_{\text{tot}}^2$ 。步骤 (d) 使用式 (5.18) 中的结果。类似地, 目标函数 (5.16a) 中的第二项二次项的上界可以表示为

$$\|\mathbf{x} - \mathbf{v}\|^2 = \mathbf{x}^H \mathbf{x} + \mathbf{v}^H \mathbf{v} - 2\Re \left\{ \mathbf{x}^H \mathbf{v} \right\} \leq P_{\text{tot}} + P_{\text{tot}} - 2\Re \left\{ \mathbf{x}^H \mathbf{v} \right\} \quad (5.23)$$

根据上述推导, 将不等式 (5.21e) 和 (5.23) 带入 (5.16a), 得到一个上界代理函数为

$$\begin{aligned} & \sum_{l=1}^L |\mathbf{x}^H \mathbf{A}_l \mathbf{x}|^2 + \|\mathbf{x} - \mathbf{v}\|^2 / (2\rho) + \Re \left\{ \boldsymbol{\mu}^H (\mathbf{x} - \mathbf{v}) \right\} \\ & \leq \Re \left\{ \mathbf{x}^H \mathbf{d} \right\} + \varepsilon + P_{\text{tot}}/\rho - \Re \left\{ \mathbf{x}^H \mathbf{v} \right\} / \rho + \Re \left\{ \boldsymbol{\mu}^H (\mathbf{x} - \mathbf{v}) \right\} \end{aligned} \quad (5.24)$$

在忽略掉常数项之后, 变量 \mathbf{x} 和 \mathbf{v} 在每次迭代中的优化问题为

$$\min_{\mathbf{x}, \mathbf{v}} \Re \left\{ \mathbf{x}^H \mathbf{d} - \mathbf{x}^H \mathbf{v} / \rho + \boldsymbol{\mu}^H (\mathbf{x} - \mathbf{v}) \right\} \quad (5.25a)$$

$$\text{s.t. } (5.16b) \sim (5.16d) \quad (5.25b)$$

这是一个容易处理的双变量优化问题，接下来通过 BCD 的方法来迭代更新 \mathbf{x} 和 \mathbf{v} 。

(2) 迭代更新 \mathbf{x} 和 \mathbf{v}

给定变量 \mathbf{x} ，更新变量 \mathbf{v} 的子问题整理为

$$\max_{\mathbf{v}} \Re \left\{ (\mathbf{x}^H + \rho \boldsymbol{\mu}^H) \mathbf{v} \right\} \quad (5.26a)$$

$$\text{s.t. } |v_i| = \sqrt{P_{\text{tot}}/N_t}, \quad \forall i \quad (5.26b)$$

该问题的最优解可以通过简单的相位对齐来获得，即

$$\mathbf{v}^* = \sqrt{P_{\text{tot}}/N_t} e^{j\angle(\mathbf{x} + \rho \boldsymbol{\mu})} \quad (5.27)$$

给定变量 \mathbf{v} ，更新变量 \mathbf{x} 的子问题整理为

$$\min_{\mathbf{x}} \Re \left\{ \mathbf{x}^H \tilde{\mathbf{d}} \right\} \quad (5.28a)$$

$$\text{s.t. } \Re \left\{ \tilde{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{x} \right\} \geq \gamma_k, \quad \forall k \quad (5.28b)$$

$$|x_i| \leq \sqrt{P_{\text{tot}}/N_t}, \quad \forall i \quad (5.28c)$$

式中定义 $\tilde{\mathbf{d}} \triangleq \mathbf{d} - \mathbf{v}/\rho + \boldsymbol{\mu}$ 。可以看到问题 (5.28) 是凸的，能够使用标准的凸优化工具进行求解。然而，考虑到双层优化算法通常具有较高的复杂度，因此本节使用在表3.4.2中提出的高效算法进行求解。概括来说，先将该问题转换为实值函数，然后推导其拉格朗日对偶函数，最后利用 Hook-Jeeves 模式搜索算法进行求解。详细的推导流程与 (3.21)~(3.27) 类似，受篇幅限制将不在这里展示。

(3) 算法总结和分析

基于上面的描述，所提的通感一体化波形设计算法总结在表5.1中，其中 δ_{th} 是判断收敛的门限， $0 < c < 1$ 是更新惩罚系数的参数。概括来说，所提算法在内层循环中迭代求解问题 (5.26) 和 (5.28) 来更新变量 \mathbf{x} 和 \mathbf{v} 直到目标函数值收敛，在外层循环中更新惩罚系数和对偶变量直到优化变量近似满足等式约束 (5.15d)。

然后简单分析一下所提算法的复杂度。内层循环中更新 \mathbf{v}^* 的复杂度为 $\mathcal{O}\{N_t\}$ ，更新 \mathbf{x}^* 的复杂度为 $\mathcal{O}\{N_t^3(2K_u + N_t)\}$ ，外层循环中更新惩罚系数和对偶变量的复杂度均为 $\mathcal{O}\{N_t\}$ 。因此，优化符号级预编码向量 \mathbf{x} 的总复杂度为 $\mathcal{O}\{N_{\text{tot}}N_t^3(2K_u + N_t)\}$ ，其中 N_{tot} 代表总的迭代次数，计算所有可能的 $\mathbf{x}[n]$ 的计算复杂度为 $\mathcal{O}\{\Omega^{K_u} N_{\text{tot}} N_t^3(2K_u + N_t)\}$ 。此外，如文献[172]中所述，传统线性预编码方案的复杂度为 $\mathcal{O}\{N_{\text{tot}} K_u^{6.5} N_t^{6.5}\}$ 。通过对比可以发现，对于 BPSK 或 QPSK 等较低阶的调制方式以及小规模的系统，所提符号级

表 5.1 通感一体化波形设计算法

Tab. 5.1 Dual-functional waveform design algorithm

所提 PDD-MM-BCD 算法
输入: $\mathbf{h}_k, \beta_k, s_k, \forall k, d(\theta_l), \mathbf{A}(\theta_l), \forall \theta_l, L, \vartheta, P_{\text{tot}}, 0 < c < 1, \delta_{\text{th}}$
输出: \mathbf{x}^*, α^*
1: 初始化: $\mathbf{x}, \mathbf{v}, \rho, \mu$
2: while $\ \mathbf{x} - \mathbf{v}\ _\infty \geq \delta_{\text{th}}$ do
3: 计算 (5.16a) 的目标函数值 f
4: 设置 $\delta := 1$
5: while $\delta \geq \delta_{\text{th}}$ do
6: $f_{\text{pre}} := f$
7: 根据式 (5.27) 更新 \mathbf{v}^*
8: 求解问题 (5.28) 更新 \mathbf{x}^*
9: 计算 (5.16a) 的目标函数值 f
10: $\delta := \left \frac{f - f_{\text{pre}}}{f} \right $
11: end while
12: 更新 $\mu := \mu + (\mathbf{x} - \mathbf{v})/\rho$
13: 更新 $\rho := c\rho$
14: end while
15: 根据式 (5.11) 计算 α^*
16: 返回 \mathbf{x}^* 和 α^*

预编码算法的复杂度甚至要比线性预编码方案的更低。而且，考虑到可以使用并行计算来同时获得不同时隙符号级预编码向量的解，所提符号级预编码方案将更具有吸引力。

5.3.4 低复杂度通感一体化波形设计算法

尽管上一小节所提算法在小规模系统中十分有效，但随着用户数量的增加，所需的迭代次数以及计算复杂度将变得难以承受。为了进一步降低计算复杂度，本小节提出一种更有效的算法来求解问题 (5.14)。概括来说，本节先将该问题转换到恒模约束 (5.14c) 张成的黎曼空间，然后使用增广拉格朗日法 (Augmented Lagrangian Method, ALM) 将不等式约束 (5.14b) 变成惩罚项，最后使用高效的黎曼流形算法优化所得的增广拉格朗日问题。该算法记为 ALM-RBFGS 算法。具体的算法细节如下。

(1) 基于黎曼流形和 ALM 的问题转化

值得一提的是，在欧式空间中有两类常用的算法处理非凸恒模约束 (5.14c)。一种是基于非凸松弛近似的算法，比如半正定松弛和 MM。然而，由于所考虑问题中四次的目标函数 (5.14a) 和线性约束 (5.14b) 耦合，基于半正定松弛的算法对问题 (5.14) 不适用。此外，上一小节中使用的基于 MM 的算法和其它基于迭代的非凸松弛近似算法通常需要相当多的迭代次数来逐步逼近原始目标函数，这将会造成难以承受的复杂度。另一种

基于交替优化的算法，该类方法将目标函数分解为关于变量每个元素的函数，然后交替优化求解。然而，本节考虑的四次目标函数过于复杂，很难对其进行分解。考虑到在欧式空间中求解问题 (5.14) 的难度，本小节将利用恒模约束 (5.14c) 的特殊结构将问题转化到黎曼空间上进行求解。

根据文献[187]中的定义，恒模约束 (5.14c) 张成一个 N_t 维复数域圆流形： $\mathcal{M}_{cc} \triangleq \{\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{N_t} : x_i^* x_i = P_{\text{tot}}/N_t, \forall i\}$ ，其切空间为 $T_{\mathbf{x}}\mathcal{M}_{cc} = \{\mathbf{z} \in \mathbb{C}^{N_t} : \Re\{\mathbf{z} \odot \mathbf{x}^*\} = \mathbf{0}_{N_t}\}$ 。根据上面的定义，问题 (5.14) 转化为对应黎曼空间中的以下问题

$$\min_{\mathbf{x} \in \mathcal{M}_{cc}} \sum_{l=1}^L |\mathbf{x}^H \mathbf{A}_l \mathbf{x}|^2 \quad (5.29a)$$

$$\text{s.t. } \Re\{\tilde{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{x}\} \geq \gamma_k, \quad k = 1, 2, \dots, 2K_u \quad (5.29b)$$

为了使用高效的无约束优化算法求解问题 (5.29)，本小节提出利用 ALM 来迭代优化其增广拉格朗日问题。具体来说，问题 (5.29) 的增广拉格朗日函数 $\mathcal{L}(\mathbf{x}, \rho, \boldsymbol{\mu})$ 为

$$\mathcal{L}(\mathbf{x}, \rho, \boldsymbol{\mu}) = \sum_{l=1}^L |\mathbf{x}^H \mathbf{A}_l \mathbf{x}|^2 + \frac{\rho}{2} \sum_{k=1}^{2K_u} \max \left\{ 0, \mu_k/\rho + \gamma_k - \Re\{\tilde{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{x}\} \right\}^2 \quad (5.30)$$

其中， $\rho > 0$ 为惩罚系数， $\boldsymbol{\mu} \triangleq [\mu_1, \mu_2, \dots, \mu_{2K_u}]^T \succeq \mathbf{0}$ 为拉格朗日对偶变量。通过迭代最小化 $\mathcal{L}(\mathbf{x}, \rho, \boldsymbol{\mu})$ 来更新变量 \mathbf{x} 、惩罚系数 ρ 和对偶变量 $\boldsymbol{\mu}$ 获得问题 (5.29) 的解。以第 p 次迭代为例，给定惩罚系数 ρ_p 和对偶变量 $\boldsymbol{\mu}_p$ ，关于变量 \mathbf{x} 的增广拉格朗日问题为

$$\min_{\mathbf{x} \in \mathcal{M}_{cc}} g(\mathbf{x}) \triangleq \mathcal{L}(\mathbf{x}, \rho_p, \boldsymbol{\mu}_p) \quad (5.31)$$

该问题是一个在黎曼空间 \mathcal{M}_{cc} 上的无约束优化问题，可以使用接下来具体描述的黎曼 BFGS (Riemannian Broyden-Fletcher-Goldfarb-Shanno, RBFGS) 算法高效求解。

(2) RBFGS 算法

由于 BFGS 算法与 CG 算法相比能够在低维度的场景下更快更稳健地收敛，本小节使用 RBFGS 算法^[187] 来求解问题 (5.31)。与表4.1中描述的 RCG 算法类似，RBFGS 算法是欧式空间中 BFGS 搜索算法在黎曼空间中的推广。因此，在进行算法推导之前，需要先计算目标函数 $g(\mathbf{x})$ 的欧式梯度为

$$\nabla g(\mathbf{x}) = 4 \sum_{l=1}^L \mathbf{x}^H \mathbf{A}_l \mathbf{x} \mathbf{A}_l \mathbf{x} + \rho \sum_{k=1}^{2K_u} \begin{cases} \mathbf{0}, & \mu_k/\rho + \gamma_k - \Re\{\tilde{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{x}\} < 0 \\ (\tilde{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{x} - \mu_k/\rho - \gamma_k) \tilde{\mathbf{h}}_k, & \mu_k/\rho + \gamma_k - \Re\{\tilde{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{x}\} \geq 0 \end{cases} \quad (5.32)$$

然后将其投影到切空间获得对应的黎曼梯度为

$$\text{grad } g(\mathbf{x}) = \text{Proj}_{\mathbf{x}} \nabla g(\mathbf{x}) = \nabla g(\mathbf{x}) - \Re \{ \nabla g(\mathbf{x}) \odot \mathbf{x}^* \} \odot \mathbf{x} \quad (5.33)$$

与传统的 BFGS 算法类似，在每次迭代中，RBFGS 算法先利用一阶导数和近似的海森矩阵来确定搜索方向，然后以一定的步长更新变量，最后更新计算近似的海森矩阵。以第 q 次迭代为例，根据牛顿公式可以计算得到搜索方向 $\boldsymbol{\eta}_q \in T_{\mathbf{x}_q} \mathcal{M}_{cc}$ 为

$$\boldsymbol{\eta}_q = -\mathbf{B}_q^{-1} \text{grad } g(\mathbf{x}_q) \quad (5.34)$$

其中， \mathbf{B}_q 为上次迭代中计算得到的近似海森矩阵。然后，利用 Armijo 回溯线搜索法^[187]确定步长 $\alpha_q \in \mathbb{R}$ 。因此， \mathbf{x} 更新为

$$\mathbf{x}_{q+1} = \text{Retr}_{\mathbf{x}_q} (\alpha_q \boldsymbol{\eta}_q) \quad (5.35)$$

式中 $\text{Retr}_{\mathbf{x}_q}(\cdot)$ 为收缩算子，将获得的点收缩到对应的流形上。根据文献[188]中的例 4.1.1，复数域圆流形的一个低复杂度收缩算子为

$$\text{Retr}_{\mathbf{x}_q} (\alpha_q \boldsymbol{\eta}_q) = \sqrt{P_{\text{tot}}/N_t} e^{j\angle(\mathbf{x}_q + \alpha_q \boldsymbol{\eta}_q)} \quad (5.36)$$

最后，海森矩阵的近似矩阵 \mathbf{B} 根据如下等式进行更新

$$\mathbf{B}_{q+1} \boldsymbol{\xi} = \tilde{\mathbf{B}}_q \boldsymbol{\xi} + \frac{\mathbf{y}_q^H \boldsymbol{\xi}}{\mathbf{y}_q^H \mathbf{s}_q} \mathbf{y}_q - \frac{\mathbf{s}_q^H \tilde{\mathbf{B}}_q \boldsymbol{\xi}}{\mathbf{s}_q^H \tilde{\mathbf{B}}_q \mathbf{s}_q} \tilde{\mathbf{B}}_q \mathbf{s}_q, \quad \forall \boldsymbol{\xi} \in T_{\mathbf{x}_{q+1}} \mathcal{M}_{cc} \quad (5.37)$$

式中定义

$$\mathbf{y}_q \triangleq \text{grad } g(\mathbf{x}_{q+1}) - \text{Trans}_{\alpha_q \boldsymbol{\eta}_q} (\text{grad } g(\mathbf{x}_q)) \quad (5.38a)$$

$$\mathbf{s}_q \triangleq \text{Trans}_{\alpha_q \boldsymbol{\eta}_q} (\alpha_q \boldsymbol{\eta}_q) \quad (5.38b)$$

$$\tilde{\mathbf{B}}_q \triangleq \text{Trans}_{\alpha_q \boldsymbol{\eta}_q} \odot \mathbf{B}_q \odot (\text{Trans}_{\alpha_q \boldsymbol{\eta}_q})^{-1} \quad (5.38c)$$

其中， $\text{Trans}_{\alpha_q \boldsymbol{\eta}_q}(\cdot)$ 为向量转移算子，将两个位于不同切空间的向量转换到同一个空间中。对于复数域圆流形来说，该算子定义为

$$\text{Trans}_{\alpha_q \boldsymbol{\eta}_q} (\boldsymbol{\xi}_q) = \boldsymbol{\xi}_q - \Re \{ \boldsymbol{\xi}_q^* \odot (\mathbf{x}_q + \alpha_q \boldsymbol{\eta}_q) \} \odot (\mathbf{x}_q + \alpha_q \boldsymbol{\eta}_q) \quad (5.39)$$

根据上述推导，增广拉格朗日问题(5.31)的局部最优解 \mathbf{x}^* 可以通过迭代更新(5.35)直到收敛来获得。所提 RBFGS 算法总结在表5.2的步骤 4 ~ 13 中。

(3) 参数更新

为了降低病态条件出现的概率并提高算法的鲁棒性，对偶变量 $\mu_k \geq 0, \forall k$ 和惩罚系数 $\rho > 0$ 的更新方式需要精心设计。具体来说，在第 p 次迭代中，获得增广拉格朗日问题 (5.31) 的解 \mathbf{x}^* 之后，对偶变量 $\mu_k \geq 0, \forall k$ 更新为

$$\mu_k^{p+1} = \min \left\{ \max \{0, \mu_k^p + \rho_p (\gamma_k - \Re \{\tilde{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{x}^*\})\}, \mu_{\max} \right\} \quad (5.40)$$

式中 μ_{\max} 为 μ_k 的最大门限值。同样地，惩罚系数 ρ 的最大门限值设为 ρ_{\max} 。定义 $\varepsilon_k \triangleq \max \{\gamma_k - \Re \{\tilde{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{x}^*\}, -\mu_k / \rho\}$ 为第 k 个限制条件的破坏程度，所有限制条件最大的破坏程度可以表示为 $\max_k \{|\varepsilon_k|\}$ 。当 $\max_k \{|\varepsilon_k|\}$ 急剧变化时，即 $\max_k \{|\varepsilon_k^{p+1}|\} \geq \theta_\varepsilon \max_k \{|\varepsilon_k^p|\}$ 时，式中参数 θ_ε 用来衡量变化的速度，惩罚系数 ρ 更新为

$$\rho_{p+1} = \min \{\theta_\rho \rho_p, \rho_{\max}\} \quad (5.41)$$

式中 $\theta_\rho > 1$ ；否则 ρ 保持上次迭代中的值不变。关于对偶变量 μ_k 和惩罚系数 ρ 的更新方法总结在表5.2的步骤 15 ~ 21 中。

综上所述，所提低复杂度波形设计算法总结在表5.2中。需要注意的是，RBFGS 算法是一个局部搜索算法，需要一个好的初始值来保证满意的性能和收敛速度。直观上来看，不考虑通信服务而只优化雷达感知性能的波形设计方案是一个不错的选择，因此初始化 \mathbf{x} 的问题建模为

$$\min_{\mathbf{x} \in \mathcal{M}_{cc}} \sum_{l=1}^L |\mathbf{x}^H \mathbf{A}_l \mathbf{x}|^2 \quad (5.42)$$

给定任意一个可行的初始值 $\mathbf{x}_0 \in \mathcal{M}_{cc}$ ，可以使用上述 RBFGS 算法进行求解。获得初始值后，迭代更新增广拉格朗日问题 (5.31) 的解 \mathbf{x}^* ，惩罚系数 ρ 和对偶变量 μ 直到收敛。

最后简要分析一下所提算法的复杂度。使用 RBFGS 算法更新 \mathbf{x} 的复杂度为 $\mathcal{O} \{N_t^3\}$ ，更新 μ 和 ρ 的复杂度为 $\mathcal{O} \{4K_u N_t\}$ 。因此，所提算法的总复杂度为 $\mathcal{O} \{\Omega^{K_u} N_{\text{tot}} (N_t^3 + 4K_u N_t)\}$ 。可以看到，本小节所提算法的复杂度理论上要远低于上一小节所提算法。接下来的仿真实验将进一步验证该低复杂度算法所需的迭代次数更少，运行时间也更短。

5.3.5 仿真结果与讨论

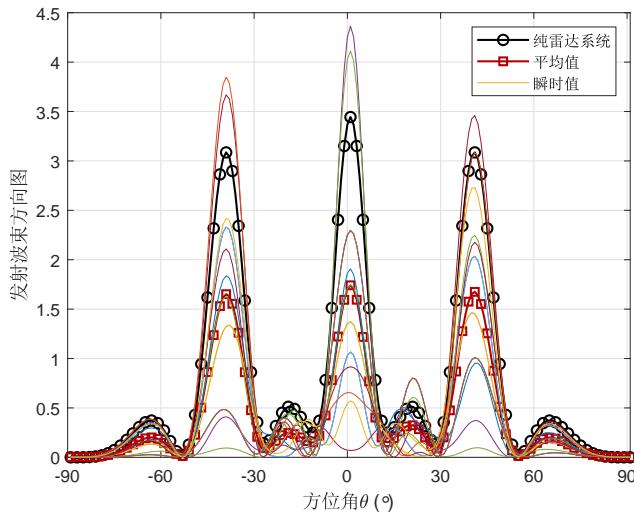
本小节对所提的两种通感一体化波形设计算法进行仿真验证。基站配备有 $N_t = 10$ 根以半波长排列的天线，在总功率为 $P_{\text{tot}} = 30 \text{ dBm}$ 的约束下，服务 $K_u = 3$ 个单天线通信用户并感知 $K_t = 3$ 个点目标。基站发送的符号信息为 QPSK，且通信用户的噪声功率和通信质量需求相同，即 $\sigma^2 = \sigma_k^2 = 10 \text{ dBm}$, $\beta = \beta_k, \forall k$ 。出于对比公平性的考虑，设传

表 5.2 低复杂度通感一体化波形设计算法
Tab. 5.2 Low complexity waveform design algorithm

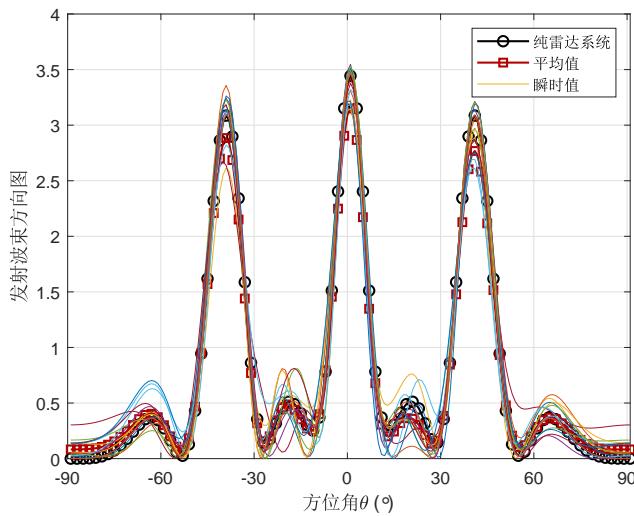
所提 ALM-RBFGS 算法
输入: $\mathbf{h}_k, \beta_k, s_k, \forall k, d(\theta_l), \mathbf{A}(\theta_l), \forall \theta_l, L, \vartheta, P_{\text{tot}}, \delta_{\text{th}}, \theta_\rho > 1, 0 < \theta_\varepsilon < 1, \rho_{\max}, \mu_{\max}$
输出: \mathbf{x}^*, α^*
1: 初始化: $\mathbf{x}_0 \in \mathcal{M}_{\text{cc}}, \mathbf{B}_0 := \mathbf{I}_{N_t}, \rho_0, \mu_k^0, p := 0, \delta_{\text{out}} > \delta_{\text{th}}$
2: 求解问题 (5.42) 获得初始点 $\mathbf{x}_0^{\text{out}}$ 和 \mathbf{x}_0^{in}
3: while $\delta_{\text{out}} > \delta_{\text{th}}$ do
4: 初始化 $q := 0, \text{grad } g(\mathbf{x}_0), \delta_{\text{in}} > \delta_{\text{th}}$
5: while $\delta_{\text{in}} > \delta_{\text{th}}$ do
6: 根据式 (5.34) 计算 $\boldsymbol{\eta}_q \in \mathcal{M}_{\text{cc}}$
7: 使用 Armijo 回溯线搜索算法计算步长 α_q
8: 根据式 (5.35) 更新 $\mathbf{x}_{q+1}^{\text{in}}$
9: 根据式 (5.33) 计算黎曼梯度 $\text{grad } g(\mathbf{x}_{q+1}^{\text{in}})$
10: 根据式 (5.37) 更新 \mathbf{B}_{q+1}
11: $\delta_{\text{in}} := \ \mathbf{x}_{q+1}^{\text{in}} - \mathbf{x}_q^{\text{in}}\ $
12: $q := q + 1$
13: end while
14: $\mathbf{x}_{p+1}^{\text{out}} := \mathbf{x}_q^{\text{in}}$
15: $\mu_k^{p+1} := \min \left\{ \max \{0, \mu_k^p + \rho_p (\gamma_k - \Re\{\tilde{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{x}_{p+1}^{\text{out}}\})\}, \mu_{\max} \right\}$
16: $\varepsilon_k^{p+1} := \max \{\gamma_i - \Re\{\tilde{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{x}_{p+1}^{\text{out}}\}, -\mu_k^p / \rho_p\}$
17: if $p = 0$ 或 $\max \{ \varepsilon_k^{p+1} , \forall k\} \leq \theta_\varepsilon \max \{ \varepsilon_k^p , \forall k\}$ then
18: $\rho_{p+1} := \rho_p$
19: else
20: $\rho_{p+1} := \min \{\theta_\rho \rho_p, \rho_{\max}\}$
21: end if
22: $\delta_{\text{out}} := \ \mathbf{x}_{p+1}^{\text{out}} - \mathbf{x}_p^{\text{out}}\ $
23: $p := p + 1$
24: end while
25: $\mathbf{x}^* := \mathbf{x}_p^{\text{out}}$
26: 根据式 (5.11) 计算 α^*
27: 返回 \mathbf{x}^* 和 α^*

统线性预编码方案的通信 SINR 门限为 Γ , 对应地可以计算出符号级预编码的距离门限条件为 $\beta = \sigma \sin \vartheta \sqrt{\Gamma}$ 。下面的仿真将会验证, 符号级预编码的限制条件要比传统线性预编码方案的更加严格。同时, 设雷达接收机的噪声功率为 $\sigma_z^2 = 20 \text{dBm}$ 。潜在的点目标位于 $\theta_1 = -40^\circ, \theta_2 = 0^\circ$ 和 $\theta_3 = 40^\circ$ 的方向, 且它们的 RCS 均为 1。因此, 理想发射波束方向图为

$$d(\theta) = \begin{cases} 1, & \theta_i - \frac{\Delta_\theta}{2} \leq \theta \leq \theta_i + \frac{\Delta_\theta}{2}, \quad i = 1, 2, 3 \\ 0, & \text{其它情况} \end{cases} \quad (5.43)$$



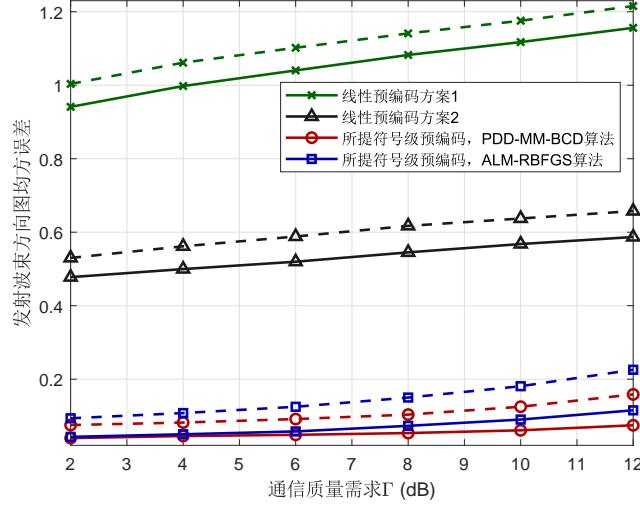
(a) 线性预编码方案 1



(b) 所提符号级预编码方案 (PDD-MM-BCD 算法)

图 5.2 发射波束方向图 ($K_u = 3, \Gamma = 6\text{dB}$)
Fig. 5.2 Transmit beampatterns ($K_u = 3, \Gamma = 6\text{dB}$)

式中 $\Delta_\theta = 10^\circ$ 代表波束宽度，在 $[-90^\circ, 90^\circ]$ 范围内以 1° 的分辨率均匀采样得到 $\{\theta_l\}_{l=1}^L$ 。此外，算法中涉及到的一些其它参数分别为： $c = 0.8$, $\theta_\rho = 1.1$, $\theta_\epsilon = 0.6$, $\delta_{\text{th}} = 10^{-5}$ 。所有仿真在配备 Intel Core i7-9700 CPU 和 32 GB RAM 的电脑上使用 Matlab 2020b 进行模拟。为了展示所提符号级预编码方案的优势，仿真中还包含文献[171]（记为“线性预编码方案 1”）和文献[172]（记为“线性预编码方案 2”）中提出的传统线性预编码方案。

图 5.3 波束方向图 MSE 与通信质量需求 Γ 关系图 (实线: $K_u = 3$; 虚线: $K_u = 4$)Fig. 5.3 Beampattern MSE versus the QoS requirements Γ (Solid lines: $K_u = 3$; Dashed lines: $K_u = 4$)

(1) 瞬时波束方向图

首先图5.2中展示了不同设计方案的瞬时发射波束方向图，其中图5.2(a)和图5.2(b)分别展示了传统线性预编码方案^[172] 和使用所提 PDD-MM-BCD 算法的符号级预编码方案在不同时刻的发射波束方向图以及纯雷达基线。图中带圆圈标记的黑线表示纯雷达基线，带正方形标记的红线表示图中时隙内发射波束方向图的平均值，其它彩色的线表示不同时刻的发射波束方向图。显然，图5.2(b)中所提符号级预编码方案的瞬时发射波束方向图基本都聚集在纯雷达基线周围，在不同时刻均达到与理想波束方向图很高的相似性，而图5.2(a)中线性预编码对应的波束方向图在不同时刻有显著波动。对比图中时隙内的平均发射波束方向图可以看到，所提符号级预编码方案的性能优于传统的线性预编码。因此可以得出结论，符号级预编码技术能够在每个时刻保持良好的波束方向图，并且在有限样本下实现更好的平均发射波束图。接下来将对不同方案的实际目标检测和参数估计性能进行定量评估，以进一步验证所提符号级预编码方案的优势。

(2) 雷达和通信性能对比

首先以常用的发射波束图 MSE 来衡量雷达感知性能，这也是本节的优化目标。发射波束图 MSE 定义为理想纯雷达系统的发射波束图^[169] 和优化的瞬时发射波束图之间的平均平方误差，如下式所示

$$\text{MSE} = \mathbb{E} \left\{ \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \left| \mathbf{a}^H(\theta_l) \mathbf{R}^* \mathbf{a}(\theta_l) - \mathbf{x}^H[n] \mathbf{A}(\theta_l) \mathbf{x}[n] \right|^2 \right\} \quad (5.44)$$

式中 \mathbf{R}^* 为纯雷达方案最优发射波形的协方差。图5.3中展示了 3 个通信用户 (实线) 和 4 个通信用户 (虚线) 场景下发射波束方向图 MSE 和通信质量需求 Γ 之间的关系, 还包含了作为对比的线性预编码方案 1^[171] 和线性预编码方案 2^[172]。毫无疑问地, 所有方案的发射波束方向图 MSE 均随着 Γ 和 K_u 的增大而增加, 这表明雷达感知和多用户通信之间的性能折中。而且, 与传统线性预编码方案相比, 所提符号级预编码方案可以显著降低发射波束图 MSE。这主要有以下两个原因: 一个是所提符号级预编码方案针对每个时隙的发射信号进行优化设计来保证瞬时发射波束图, 而线性预编码方案针对发射信号的二阶统计量进行优化设计来保证统计平均的发射波束图; 另一个是所提非线性符号级预编码可以利用更多的自由度。此外, 线性预编码方案 2 的性能要优于方案 1, 这是因为前一种方案同时传输编码后的通信符号和雷达波形, 因此可以利用更多的自由度来优化雷达感知性能。而且, 可以看到所提 ALM-RBFGS 算法与 PDD-MM-BCD 算法相比有轻微的性能损失, 并且这个损失随着 Γ 的增加而增加。这是因为 ALM-RBFGS 算法将通信质量限制作为惩罚项与雷达性能指标一起优化, 所以在保证更高通信质量时将严重影响雷达性能的优化。

接下来衡量雷达的目标角度估计性能。假设雷达接收机使用经典的广义最大似然检测 (Generalized Likelihood Ratio Test, GLRT) 来处理接收信号并估计目标的方位角 $\{\hat{\theta}_{k_t}\}_{1}^{K_t}$ 。定义发射/接收/噪声信号矩阵分别为 $\mathbf{X} \triangleq [\mathbf{x}[1], \mathbf{x}[2], \dots, \mathbf{x}[N]]$ 、 $\mathbf{Y} \triangleq [\mathbf{y}[1], \mathbf{y}[2], \dots, \mathbf{y}[N]]$ 和 $\mathbf{Z} \triangleq [\mathbf{z}[1], \mathbf{z}[2], \dots, \mathbf{z}[N]]$, 式中 N 表示收集样本数据的个数。定义目标接收信号为 $\mathbf{r}^H(\theta) \triangleq \mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{X}$ 。经典的 GLRT 方法用来检测 θ 处是否存在目标, 因此考虑如下的假设检验问题

$$\begin{cases} \mathcal{H}_0 : \mathbf{Y} = \mathbf{Z} \\ \mathcal{H}_1 : \mathbf{Y} = \beta_\theta \mathbf{a}(\theta) \mathbf{r}^H(\theta) + \mathbf{Z} \end{cases} \quad (5.45)$$

在角度 θ 处的广义最大似然比 (Generalized-Likelihood Ratio, GLR) 定义为

$$\rho_G(\theta) = 1 - \left[\frac{\max f(\mathbf{Y}|\mathcal{H}_0)}{\max f(\mathbf{Y}|\mathcal{H}_1)} \right]^{1/N} \quad (5.46)$$

式中 $f(\mathbf{Y}|\mathcal{H}_i)$ 表示接收信号 \mathbf{Y} 在假设空间 \mathcal{H}_i , $i = 0, 1$ 中的概率密度函数 (Probability Density Function, PDF)。根据式 (5.46) 计算得到角度范围 $\theta \in [-90^\circ, 90^\circ]$ 内所有角度的 GLR。随后, 目标的角度方向可以估计为

$$\hat{\theta}_1 = \arg \max_{\theta} \rho_G(\theta) \quad (5.47)$$

对于多目标检测的场景, 文献 [189] 提出使用迭代的 GLRT 方法依次估计出 K_t 个目标的

角度。当已获得 κ 个目标的角度信息 $\{\theta_{k_t}\}_1^\kappa$ 时，检测是否存在第 $(\kappa + 1)$ 个目标的假设检验问题为

$$\begin{cases} \mathcal{H}_\kappa : \mathbf{Y} = \sum_{k_t=1}^\kappa \beta_{k_t} \mathbf{a}(\theta_{k_t}) \mathbf{r}^H(\theta_{k_t}) + \mathbf{Z} \\ \mathcal{H}_{\kappa+1} : \mathbf{Y} = \beta_\theta \mathbf{a}(\theta) \mathbf{r}(\theta) + \sum_{k_t=1}^\kappa \beta_{k_t} \mathbf{a}(\theta_{k_t}) \mathbf{r}^H(\theta_{k_t}) + \mathbf{Z} \end{cases} \quad (5.48)$$

对应的条件广义似然比可以表示为

$$\rho_G(\theta | \{\hat{\theta}_{k_t}\}_1^\kappa) = 1 - \left[\frac{\max f(\mathbf{Y} | \mathcal{H}_\kappa)}{\max f(\mathbf{Y} | \mathcal{H}_{\kappa+1})} \right]^{1/N} \quad (5.49)$$

根据式 (5.49)，第 $(\kappa + 1)$ 个目标的角度估计值为

$$\hat{\theta}_{\kappa+1} = \arg \max_{\theta} \rho_G(\theta | \{\hat{\theta}_{k_t}\}_1^\kappa) \quad (5.50)$$

关于式 (5.46) 中 $\rho_G(\theta)$ 和式 (5.49) 中 $\rho_G(\theta | \{\hat{\theta}_{k_t}\}_1^\kappa)$ 的具体推导和表达式可以参见文献 [189]。概括来说，整体的角度估计流程是：先根据式 (5.47) 估计第一个目标的角度信息，然后根据式 (5.50) 依次估计剩余 $K_t - 1$ 个目标的角度信息。

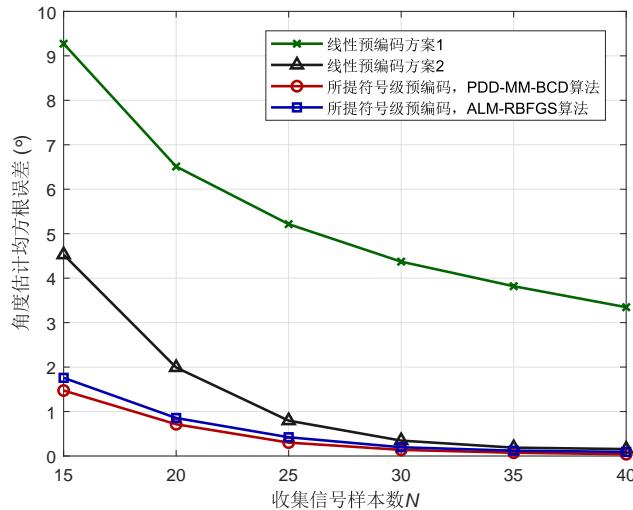


图 5.4 角度估计均方根误差与收集信号样本数 N 关系图

Fig. 5.4 Angle estimation RMSE versus the number of collected signals N

基于上述角度估计算法，图 5.4 中展示了目标角度估计性能和收集样本数据个数的关系，以此来验证所提方案在小样本下的优越性能。其中，目标角度估计性能用估计目标角度值和真实值之间的均方根误差 (Root-Mean-Square-Error, RMSE) 来衡量。RMSE

的定义如下

$$\text{RMSE} = \sqrt{\mathbb{E}\left\{\frac{1}{K_t} \sum_{k_t=1}^{K_t} (\theta_{k_t} - \hat{\theta}_{k_t})^2\right\}} \quad (5.51)$$

其中, θ_{k_t} 和 $\hat{\theta}_{k_t}$ 分别表示第 k_t 个目标角度的真实值和估计值。从图5.4可以看到, 随着收集样本数量的增加, 所有方案的估计准确性都有所提高。而且, 所提符号级预编码方案的角度估计性能总是优于对比的线性预编码方案, 这是因为非线性的符号级预编码比线性预编码设计上更加灵活, 能够利用更多的自由度。另外值得注意的是, 在收集信号样本较少的情况下, 比如 $N = 15$, 所提方案的性能提升更加显著, 这揭示了符号级预编码在快速雷达感知场景中具有较广的应用前景。

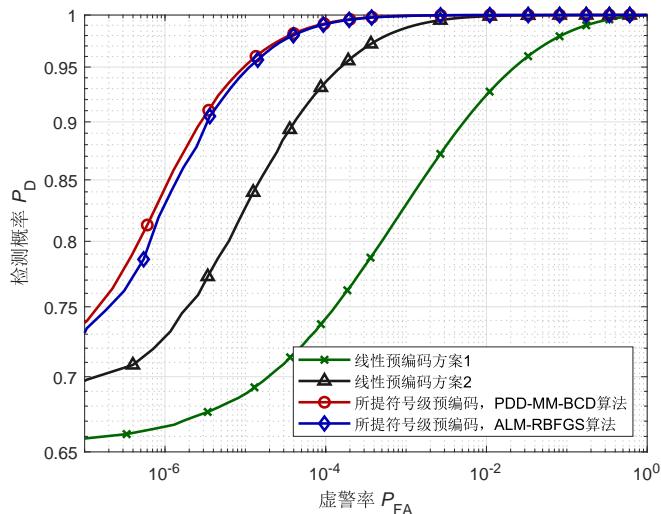


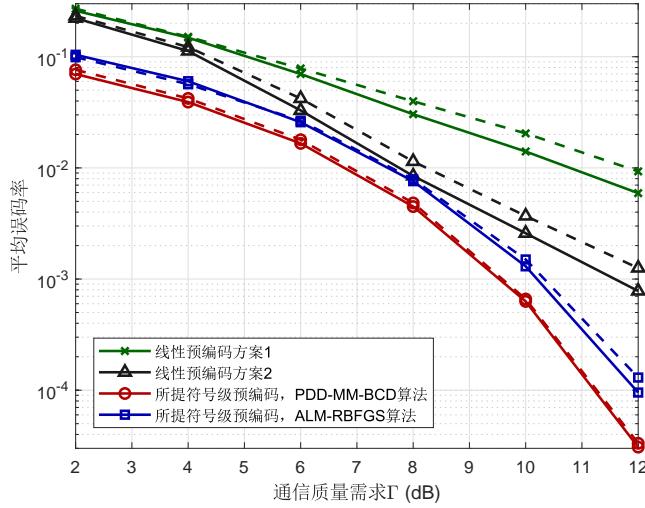
图 5.5 检测概率与虚警率关系图
Fig. 5.5 Detection probability versus false alarm probability

随后衡量雷达的目标检测性能。图5.5中展示了目标检测概率与虚警率之间的关系。具体来说, 对第 $(\kappa + 1)$ 个目标的检测通过以下测试判断

$$\rho_G(\theta | \{\hat{\theta}_{k_t}\}_1^\kappa) \stackrel{H_{\kappa+1}}{\gtrsim} \delta \quad (5.52)$$

式中 δ 代表判决门限, 它的取值同时影响检测概率和虚警率, 因此通过调整 δ 的大小可以产生一对检测概率-虚警率的值。从图中可以观察到, 在相同的虚警率下, 所提方案的检测概率要远高于对比方案, 这验证了所提符号级预编码方案在目标检测中的优越性。

最后, 图5.6中通过展示用户平均误码率与通信质量限制 Γ 的关系来进一步验证不

图 5.6 平均误码率与通信质量需求 Γ 关系图 (实线: $K_u = 3$; 虚线: $K_u = 4$)Fig. 5.6 Average SER versus the QoS requirements Γ (Solid lines: $K_u = 3$; Dashed lines: $K_u = 4$)

同方案的通信性能。可以看到所提符号级预编码方案的误码率要低于对比的线性预编码方案, 这是因为符号级预编码所使用的通信约束更加合理且更加严格。此外, 由于线性预编码方案 1 将通信约束作为惩罚项放在目标函数中, 在优化过程中不能保证始终满足通信约束, 导致通信性能更差, 误码率更高。对比所提的两个算法可以看到, ALM-RBFGS 算法的误码率性能比 PDD-MM-BCD 算法略差, 这是因为 ALM-RBFGS 算法在优化增广拉格朗日问题时存在不满足通信约束的情况。但是, ALM-RBFGS 算法仍然能够实现比线性预编码方案更好的误码率性能。考虑到 ALM-RBFGS 算法能够显著降低计算复杂度, 轻微的性能损失是可以接受的, 这也使其成为通感一体化系统中一个非常有实用前景的方案。

(3) 收敛性和复杂度对比

图5.7展示了所提 PDD-MM-BCD 算法的收敛性能。图5.7(a)展示了内层循环中目标函数值的变化曲线, 其中带圆圈标记的曲线代表初始循环。可以看到, 内层循环能够在有限次迭代内收敛, 并且在初始循环之后所需的迭代次数急剧减少。图5.7(b)展示了算法在外层循环的收敛性, 可以看到等式约束的误差在 4 次迭代内迅速收敛并趋于 0。此外, 考虑到使用了有效的 Hooke-Jeeves 模式搜索算法而不是 CVX 工具箱来优化变量, 该算法在中等规模系统中的计算复杂度是可控且可以接受的。

图5.8展示了所提 ALM-RBFGS 算法的收敛性能, 所用系统参数与图5.7中的相同。图5.8(a)展示了 RBFGS 算法目标函数值的收敛性, 图5.8(b)展示了增广拉格朗日函数在

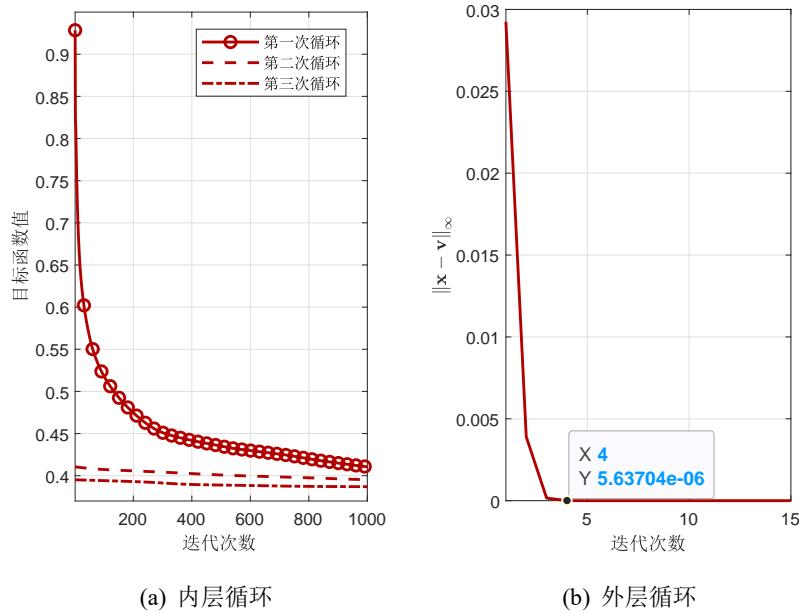


图 5.7 所提 PDD-MM-BCD 算法的收敛性图 ($K_u = 3$, $\Gamma = 6\text{dB}$)
Fig. 5.7 Convergence of the proposed Algorithm 1 ($K_u = 3$, $\Gamma = 6\text{dB}$)

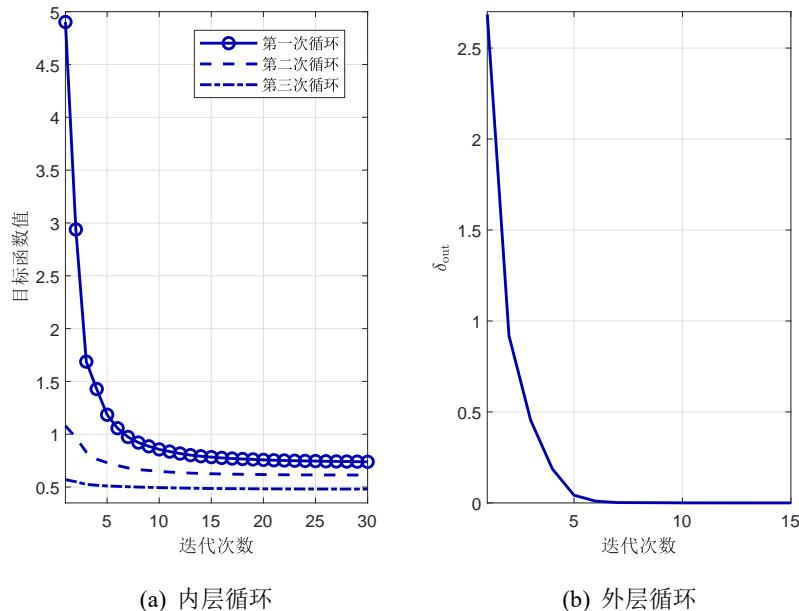


图 5.8 所提 ALM-RBFGS 算法的收敛性图 ($K_u = 3$, $\Gamma = 6\text{dB}$)
Fig. 5.8 Convergence of the proposed Algorithm 2 ($K_u = 3$, $\Gamma = 6\text{dB}$)

表 5.3 平均运行时间 (秒)
Tab. 5.3 Average run time (seconds)

K_u	2	3	4	5	6
PDD-MM-BCD 算法	5.57	7.52	8.37	8.47	9.91
ALM-RBFGS 算法	0.149	0.158	0.189	0.203	0.233

外层循环的收敛性，其中 δ_{out} 为 ALM-RBFGS 算法步骤 22 中定义的两次连续迭代的差。可以看到，该算法内外层循环的收敛速度都非常快。此外，对比图 5.8(a) 和图 5.7(a) 可以发现，ALM-RBFGS 算法在求解增广拉格朗日问题时需要的迭代次数远少于 PDD-MM-BCD 算法需要的迭代次数，这是因为 ALM-RBFGS 算法直接优化原始的目标函数，而 PDD-MM-BCD 算法需要迭代地近似逼近原始目标函数。因此，ALM-RBFGS 算法的总计算复杂度将远低于 PDD-MM-BCD 算法的复杂度。

最后，为了更直接地对比所提算法的计算复杂度，表 5.3 展示了计算每个预编码向量所需的平均运行时间。可以看到，运行时间随着用户数量的增加而增加，这是因为用户数增加会导致优化变量的维度变大同时限制条件变多，从而需要更多次迭代。此外，可以看到 ALM-RBFGS 算法大约只需要 PDD-MM-BCD 算法运行时间的 2%。这些结果进一步表明 ALM-RBFGS 算法在计算上的高效性，也使其轻微的性能损失可以忽略。

5.4 针对杂波干扰的空时自适应联合优化设计

本节研究针对杂波干扰问题的空时自适应联合设计，融合了面向通信系统的符号级预编码和面向雷达系统的空时自适应处理技术，通过联合优化通感一体化波形的空域和时域特性来实现杂波抑制功能，保证了实际复杂场景中的目标检测性能。

5.4.1 系统模型描述

本节考虑如图 5.9 所示的通感一体化系统，其中基站配备有 N_t 根发射天线和 N_r 根接收天线，分别为天线间距是 d_t 和 d_r 的 ULA。基站通过发射通感一体化信号来同时进行目标检测和服务 K_u 个下行单天线通信用户。由于目标的回波信号淹没在大量来自不同距离、角度和多普勒频率域上的杂波信号中，基站采用空时自适应处理 (Space-Time Adaptive Processing, STAP) 方法充分利用空间和时间域上的自由度来抑制杂波干扰。具体来说，通感一体化基站可以看做是一个共址的 MIMO 雷达，它使用 STAP 技术联合设计空-时发射波形和接收滤波器，以实现更好的目标检测和杂波抑制性能。同时，为了满足通信需求，基站使用基于有益干扰的符号级预编码技术来设计发射波形，以利用多

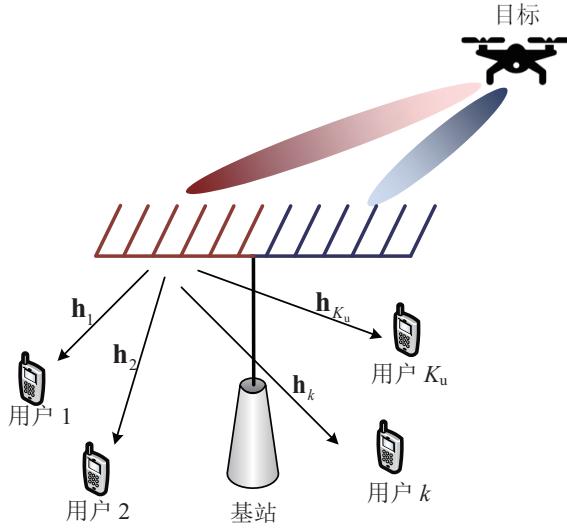


图 5.9 通感一体化系统模型图
Fig. 5.9 The considered MIMO-DFRC system

用户干扰提升通信性能。

基站正在检测位于方位角 θ_0 、以速度 v_0 移动的目标，其周围存在很强的杂波干扰。基站以恒定的脉冲重复频率 f_r ，在每个相干处理间隔 T_r 内发射 M 个脉冲，因此 $T_r = 1/f_r$ 。令 $\tilde{x}_{n_t}(t)$ 表示第 n_t 根发射天线的发射波形， $n_t = 1, 2, \dots, N_t$ ，并定义 $\tilde{\mathbf{x}}(t) \triangleq [\tilde{x}_1(t), \tilde{x}_2(t), \dots, \tilde{x}_{N_t}(t)]^T$ 。需要强调的是，所提基于符号级预编码的通感一体化波形方案使得不同脉冲的发射波形均不相同，通过将码元信息调制到每个时刻的发射波形来实现多用户通信，这与传统 MIMO 雷达系统中重复发射相同的脉冲不同。

(1) 雷达接收信号和性能指标

在检测范围内，雷达接收信号 \mathbf{y} 为以下两种假设之一

$$\begin{cases} \mathcal{H}_0 : \mathbf{y} = \mathbf{y}_c + \mathbf{z} \\ \mathcal{H}_1 : \mathbf{y} = \mathbf{y}_0 + \mathbf{y}_c + \mathbf{z} \end{cases} \quad (5.53)$$

式中 \mathbf{y}_0 和 \mathbf{y}_c 分别表示目标和杂波的回波信号， $\mathbf{z} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_r^2 \mathbf{I})$ 为接收天线的 AWGN。雷达接收机根据式 (5.53) 来判断是否检测到目标。

特别地，来自到达角 θ_0 的目标回波信号可以表示为

$$\tilde{\mathbf{y}}_0(t) = \alpha_0 \mathbf{b}(\theta_0) \mathbf{a}^H(\theta_0) \tilde{\mathbf{x}}(t - \tau_0) e^{j2\pi(f_0 + f_d)(t - \tau_0)} \quad (5.54)$$

式中 α_0 代表目标的 RCS， $\mathbb{E}\{|\alpha_0|^2\} = \sigma_0^2$ ，标量 τ_0 是往返的传输时延， f_0 为发射波形

的载波频率, $f_d = 2v_0/\lambda$ 为多普勒频率, 其中 $\lambda = c/f_0$ 和 c 分别表示波长和光速。向量 $\mathbf{b}(\theta)$ 和 $\mathbf{a}(\theta)$ 分别为接收天线和发射天线在角度 θ 处的方向矢量, 其定义分别为 $\mathbf{b}(\theta) \triangleq [1, e^{j2\pi f_s}, \dots, e^{-j2\pi(N_r-1)f_s}]^T$ 和 $\mathbf{a}(\theta) \triangleq [1, e^{j2\pi f_s d_t/d_r}, \dots, e^{-j2\pi(N_t-1)f_s d_t/d_r}]^T$, 式中 $f_s \triangleq d_r \sin \theta / \lambda$ 表示经过归一化的空间频率。

雷达接收信号首先经过下变频变为基带信号, 然后通过模数转换器变为数字信号。为了简单起见, 本节将与 τ_0 相关的相位合并到目标的 RCS 中, 并忽略同一脉冲内的多普勒频移。因此, 对于第 m 个脉冲, 针对所考虑距离单元的基带数字采样信号表示为

$$\mathbf{Y}_{0,m} = \alpha_0 e^{j2\pi(m-1)f_d T_r} \mathbf{b}(\theta_0) \mathbf{a}^H(\theta_0) \mathbf{X}_m \quad (5.55)$$

式中矩阵 $\mathbf{X}_m = [\tilde{\mathbf{x}}_{m,1}, \tilde{\mathbf{x}}_{m,2}, \dots, \tilde{\mathbf{x}}_{m,N_t}]^T \in \mathbb{C}^{N_t \times N}$ 表示发射波形矩阵, $\tilde{\mathbf{x}}_{m,n_t} \in \mathbb{C}^N$ 代表采样信号 $\tilde{x}_{n_t}(t)$ 的向量形式。随后, 为了方便处理, 将相干时间内的基带接收信号向量化为 $\mathbf{y}_0 = [\text{vec}\{\mathbf{Y}_{0,1}^T\}^T, \text{vec}\{\mathbf{Y}_{0,2}^T\}^T, \dots, \text{vec}\{\mathbf{Y}_{0,M}^T\}^T]^T$, 向量化后的信号可以表示为

$$\mathbf{y}_0 = \alpha_0 \bar{\mathbf{X}} (\mathbf{d}(f_d) \otimes \mathbf{b}(\theta_0) \otimes \mathbf{a}(\theta_0)) \quad (5.56)$$

式中

$$\bar{\mathbf{X}} \triangleq \text{blkdiag}\{\mathbf{I}_{N_r} \otimes \mathbf{X}_1^T, \mathbf{I}_{N_r} \otimes \mathbf{X}_2^T, \dots, \mathbf{I}_{N_r} \otimes \mathbf{X}_M^T\} \quad (5.57)$$

其中, $\text{blkdiag}\{\cdot\}$ 表示块对角化。向量 $\mathbf{d}(f_d) \triangleq [1, e^{j2\pi f_d T_r}, \dots, e^{j2\pi(M-1)f_d T_r}]^T$ 表示多普勒响应向量。为了公式的简洁性, 定义空-时方向矢量为

$$\mathbf{u}(f_d, \theta) \triangleq \mathbf{d}(f_d) \otimes \mathbf{b}(\theta) \otimes \mathbf{a}(\theta) \quad (5.58)$$

同时定义检测目标的空-时方向矢量为 $\mathbf{u}_0 = \mathbf{u}(f_d, \theta_0)$ 。因此, 接收信号 \mathbf{y}_0 可以整理为以下更简洁的形式

$$\mathbf{y}_0 = \alpha_0 \bar{\mathbf{X}} \mathbf{u}_0 \quad (5.59)$$

除了目标反射的回波信号外, 雷达接收机还接收到由树木、高层建筑、汽车等反射的杂波信号, 这些杂波信号通常广泛分布在空间(例如方位角和距离)和多普勒维度上。由于目标回波信号可能会淹没在杂波信号中, 需要在波形设计中进行杂波抑制, 从而提升目标检测性能。本文设杂波产生于与检测距离单元相邻的 $2L$ 个距离单元, 其中每个距离单元内有 N_c 个均匀分布在 360° 方位角范围内的杂波块。不失一般性地, 本节将距离坐标的原点设置在目标处。

与式(5.55)类似, 对于第 m 个脉冲信号, 由第 l 个距离单元的第 k_c 个杂波块产生

的基带数字回波信号表示为

$$\mathbf{Y}_{c,m,l,k_c} = \alpha_{c,l,k_c} e^{j2\pi(m-1)f_{c,l,k_c}T_r} \mathbf{b}(\theta_{c,l,k_c}) \mathbf{a}^H(\theta_{c,l,k_c}) \mathbf{X}_m \mathbf{J}_l \quad (5.60)$$

式中 α_{c,l,k_c} , f_{c,l,k_c} 和 θ_{c,l,k_c} 分别表示对应杂波块的 RCS、多普勒频率和到达角, 其中 $k_c = 1, 2, \dots, N_c$, $l = -L, -L+1, \dots, L$, $\mathbb{E}\{|\alpha_{c,l,k_c}|^2\} = \sigma_c^2$ 。平移矩阵 $\mathbf{J}_l \in \mathbb{R}^{N \times N}$ 定义为

$$\mathbf{J}_l(i,j) = \begin{cases} 1, & i-j+l=0 \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (5.61)$$

可以看到, 矩阵 \mathbf{J}_l 满足 $\mathbf{J}_{-l} = \mathbf{J}_l^T$ 。因此, 定义向量化后的接收杂波信号为 $\mathbf{y}_{c,l,k_c} \triangleq [\text{vec}\{\mathbf{Y}_{c,1,l,k_c}^T\}^T, \text{vec}\{\mathbf{Y}_{c,2,l,k_c}^T\}^T, \dots, \text{vec}\{\mathbf{Y}_{c,M,l,k_c}^T\}^T]^T$, 则其具体表达式为

$$\mathbf{y}_{c,l,k_c} = \alpha_{c,l,k_c} (\mathbf{I}_{N_r} \otimes \mathbf{I}_M \otimes \mathbf{J}_l^T) \bar{\mathbf{X}} \mathbf{u}(f_{c,l,k_c}, \theta_{c,l,k_c}) \quad (5.62)$$

定义 $\bar{\mathbf{J}}_l \triangleq \mathbf{I}_{N_r} \otimes \mathbf{I}_M \otimes \mathbf{J}_l^T$ 以及空-时方向矢量 $\mathbf{u}_{c,l,k_c} \triangleq \mathbf{u}(f_{c,l,k_c}, \theta_{c,l,k_c})$, 则由所有杂波块产生的回波信号可以表示为

$$\mathbf{y}_c = \sum_{l=-L}^L \sum_{k_c=1}^{N_c} \mathbf{y}_{c,l,k_c} = \sum_{l=-L}^L \sum_{k_c=1}^{N_c} \alpha_{c,l,k_c} \bar{\mathbf{J}}_l \bar{\mathbf{X}} \mathbf{u}_{c,l,k_c} \quad (5.63)$$

因此, 杂波协方差矩阵 (Clutter Covariance Matrix, CCM) 为

$$\mathbf{R}_c = \mathbb{E}\{\mathbf{y}_c \mathbf{y}_c^H\} = \sum_{l=-L}^L \bar{\mathbf{J}}_l \bar{\mathbf{X}} \mathbf{M}_l \bar{\mathbf{X}}^H \bar{\mathbf{J}}_l^H \quad (5.64)$$

式中第 l 个距离单元的内部 CCM^[180] 定义为

$$\mathbf{M}_l = \mathbb{E}\left\{ \sum_{k_c=1}^{N_c} |\alpha_{c,l,k_c}|^2 \mathbf{u}_{c,l,k_c} \mathbf{u}_{c,l,k_c}^H \right\} \quad (5.65)$$

值得一提的是, 现有工作^[175–177,181]假设杂波的空-时方向矢量已知, 即杂波块的方位角、距离和多普勒频率都精确已知。但是, 在实际系统中这些信息很难获取、至少难以获得精确值。因此, 本节假设系统只根据相关信息估计获得每个距离单元的内部 CCM。

针对本节考虑的目标检测功能, 接收机需要先对接收信号进行滤波, 然后根据式 (5.53) 判断目标是否存在。定义 $\mathbf{w} \in \mathbb{C}^{MN_r N_t}$ 为相应的线性空-时接收滤波器, 其输出为

$$r = \mathbf{w}^H (\mathbf{y}_0 + \mathbf{y}_c + \mathbf{z}) = \alpha_0 \mathbf{w}^H \bar{\mathbf{X}} \mathbf{u}_0 + \mathbf{w}^H \sum_{l=-L}^L \sum_{k_c=1}^{N_c} \alpha_{c,l,k_c} \bar{\mathbf{J}}_l \bar{\mathbf{X}} \mathbf{u}_{c,l,k_c} + \mathbf{w}^H \mathbf{z} \quad (5.66)$$

因此，雷达的输出 SINR 可以计算为

$$\text{SINR} = \frac{\sigma_0^2 |\mathbf{w}^H \bar{\mathbf{X}} \mathbf{u}_0|^2}{\mathbf{w}^H \left[\sum_{l=-L}^L \bar{\mathbf{J}}_l \bar{\mathbf{X}} \mathbf{M}_l \bar{\mathbf{X}}^H \bar{\mathbf{J}}_l^H + \sigma_r^2 \mathbf{I} \right] \mathbf{w}} \quad (5.67)$$

显然，为了获得更好的目标检测性能，需要联合设计发射波形和接收滤波以最大化雷达输出 SINR。

此外，考虑到实际硬件限制和其它雷达感知需求，发射波形通常要受到以下额外的约束。为了提升公式简洁性，定义相干处理时间内的波形矩阵为 $\mathbf{X} \triangleq [\mathbf{X}_1, \mathbf{X}_2, \dots, \mathbf{X}_M]$ ，对应的向量形式为 $\mathbf{x} \triangleq \text{vec}\{\mathbf{X}\}$, $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_{MNN_t}]^T$ 。首先，为了获得最优的通信感知性能，发射信号的总功率满足等式约束

$$\|\mathbf{x}\|^2 = P \quad (5.68)$$

其中， P 为相干处理时间内的总功率预算。其次，考虑到放大器等硬件限制，实际系统中通常还要求恒模的发射波形来避免非线性失真，即需要满足

$$|x_i| = \sqrt{P/(MNN_t)}, \quad i = 1, 2, \dots, MNN_t \quad (5.69)$$

另一个常见的波形约束条件是功率峰均比 (Peak-to-Average Power Ratio, PAPR) 约束，它允许每根天线的发射功率在一定范围内变化。因此与严格的恒模约束 (5.69) 相比，PAPR 约束允许更大的自由度来优化目标检测性能，从而可以实现更高的雷达 SINR。PAPR 约束通常定义为

$$\text{PAPR} = \frac{\max_{1 \leq i \leq MNN_t} \{|x_i|^2\}}{\|\mathbf{x}\|^2 / (MNN_t)} \leq 1 + \varepsilon \quad (5.70)$$

式中 $\varepsilon > 0$ 控制波形的 PAPR 水平。将总功率约束 (5.68) 带入式 (5.70)，PAPR 约束可以整理为

$$|x_i| \leq \sqrt{(1 + \varepsilon)P/(MNN_t)}, \quad i = 1, 2, \dots, MNN_t \quad (5.71)$$

此外，为了实现期望的模糊函数或脉冲压缩特性等，常需要发射波形与理想波形之间满足一定的相似性。定义参考波形为 $\mathbf{x}_0 \triangleq [x_{0,1}, x_{0,2}, \dots, x_{0,MNN_t}]^T$ ，则相似性约束为

$$\|\mathbf{x}_0 - \mathbf{x}\|_\infty \leq \xi \quad (5.72)$$

式中 ξ 决定波形相似性水平。该式进一步整理为

$$|x_{0,i} - x_i| \leq \xi, \quad i = 1, 2, \dots, MNN_t \quad (5.73)$$

在进行发射波形优化时，需要在满足总功率约束 (5.68) 的同时满足上述恒模约束 (5.69)、PAPR 约束 (5.71) 或波形相似性约束 (5.73)。

(2) 通信用户接收信号和性能指标

在实现目标检测功能的同时，基站利用通感一体化波形信号向 K_u 个单天线用户发送通信符号。设每个符号独立地产生于 Ω -PSK，并定义第 m 个脉冲的第 n 个样本要发送的符号向量为 $\mathbf{s}_{m,n} \triangleq [s_{m,n,1}, s_{m,n,2}, \dots, s_{m,n,K_u}]^T$ 。因此，对应的发射信号 $\mathbf{x}_{m,n}$ ，即 \mathbf{X}_m 的第 n 列，需要携带这 K_u 个符号信息 $\mathbf{s}_{m,n}$ 。此时，第 k 个用户的接收信号为

$$r_{m,n,k} = \mathbf{h}_k^H \mathbf{x}_{m,n} + z_{m,n,k} \quad (5.74)$$

式中 $\mathbf{h}_k \in \mathbb{C}^{N_t}$ 代表基站和第 k 个用户之间的瑞利衰落信道， $z_{m,n,k} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2)$ 为第 k 个用户的 AWGN， $k = 1, 2, \dots, K_u$ 。从发送符号 $\mathbf{s}_{m,n}$ 到发射信号 $\mathbf{x}_{m,n}$ 之间的非线性映射由符号级预编码方案实现，通过利用有益干扰来增强多用户通信性能。根据绪论中的描述，满足第 k 个用户通信信噪比要求 Γ_k 的限制条件为

$$\Re\{\mathbf{h}_k^H \mathbf{x}_{m,n} e^{-j\angle s_{m,n,k}} - \sigma \sqrt{\Gamma_k}\} \sin \vartheta - |\Im\{\mathbf{h}_k^H \mathbf{x}_{m,n} e^{-j\angle s_{m,n,k}}\}| \cos \vartheta \geq 0, \forall k, \forall m, \forall n \quad (5.75)$$

为了将式 (5.75) 整理为更加简洁的形式，定义

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{h}}_{(2k-2)MN+j}^H &\triangleq \mathbf{e}_{j,MN}^T \otimes \mathbf{h}_k^H e^{-j\angle s_{m,n,k}} (\sin \vartheta + e^{-j\frac{\pi}{2}} \cos \vartheta) \\ \tilde{\mathbf{h}}_{(2k-1)MN+j}^H &\triangleq \mathbf{e}_{j,MN}^T \otimes \mathbf{h}_k^H e^{-j\angle s_{m,n,k}} (\sin \vartheta - e^{-j\frac{\pi}{2}} \cos \vartheta) \\ \gamma_{(2k-2)MN+j} &\triangleq \sigma \sqrt{\Gamma_k} \sin \vartheta \\ \gamma_{(2k-1)MN+j} &\triangleq \sigma \sqrt{\Gamma_k} \sin \vartheta \end{aligned} \quad (5.76)$$

式中向量 $\mathbf{e}_{j,MN} \in \mathbb{R}^{MN}$ 表示单位阵 \mathbf{I}_{MN} 的第 j 列。随后，保证通信质量要求的限制条件 (5.75) 可以等价地转化为

$$\Re\{\tilde{\mathbf{h}}_i^H \mathbf{x}\} \geq \gamma_i, \quad i = 1, 2, \dots, 2K_u MN \quad (5.77)$$

5.4.2 问题建模与等价转化

根据上面的描述，本节旨在联合优化设计发射波形 \mathbf{x} 和接收滤波 \mathbf{w} 来最大化雷达输出 SINR (5.67)，同时满足通信质量要求 (5.77)、总功率限制 (5.68) 以及 (5.69) 或 (5.71) 或 (5.73) 中的某个波形约束。为了公式简洁性，定义集合 \mathcal{X} 代表满足 (5.69) 或 (5.71) 或 (5.73) 中的某个波形约束的可行域。因此，基于符号级预编码和空时自适应处理的联合

优化问题建模为

$$\max_{\mathbf{x}, \mathbf{w}} \frac{\sigma_0^2 |\mathbf{w}^H \bar{\mathbf{X}} \mathbf{u}_0|^2}{\mathbf{w}^H \left[\sum_{l=-L}^L \bar{\mathbf{J}}_l \bar{\mathbf{X}} \mathbf{M}_l \bar{\mathbf{X}}^H \bar{\mathbf{J}}_l^H + \sigma_r^2 \mathbf{I} \right] \mathbf{w}} \quad (5.78a)$$

$$\text{s.t. } \Re\{\tilde{\mathbf{h}}_i^H \mathbf{x}\} \geq \gamma_i, \quad i = 1, 2, \dots, 2K_u MN \quad (5.78b)$$

$$\|\mathbf{x}\|^2 = P \quad (5.78c)$$

$$\mathbf{x} \in \mathcal{X} \quad (5.78d)$$

需要强调的是，为了保证目标回波信号强度满足雷达感知性能的需求，通感一体基站通常需要相对较高的发射功率。因此，通信质量要求 (5.78b) 很容易满足，即问题 (5.78) 存在可行解。

观察发现，对于给定的发射波形 \mathbf{x} ，原始问题 (5.78) 可以转化为以下经典的最小方差无失真响应 (Minimum Variance Distortionless Response, MVDR) 问题^[177,181]

$$\min_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H \left[\sum_{l=-L}^L \bar{\mathbf{J}}_l \bar{\mathbf{X}} \mathbf{M}_l \bar{\mathbf{X}}^H \bar{\mathbf{J}}_l^H + \sigma_r^2 \mathbf{I} \right] \mathbf{w} \quad (5.79a)$$

$$\text{s.t. } \mathbf{w}^H \bar{\mathbf{X}} \mathbf{u}_0 = 1 \quad (5.79b)$$

很容易计算得到该问题的最优解 \mathbf{w}^* 为

$$\mathbf{w}^* = \frac{\left[\sum_{l=-L}^L \bar{\mathbf{J}}_l \bar{\mathbf{X}} \mathbf{M}_l \bar{\mathbf{X}}^H \bar{\mathbf{J}}_l^H + \sigma_r^2 \mathbf{I} \right]^{-1} \bar{\mathbf{X}} \mathbf{u}_0}{\mathbf{u}_0^H \bar{\mathbf{X}}^H \left[\sum_{l=-L}^L \bar{\mathbf{J}}_l \bar{\mathbf{X}} \mathbf{M}_l \bar{\mathbf{X}}^H \bar{\mathbf{J}}_l^H + \sigma_r^2 \mathbf{I} \right]^{-1} \bar{\mathbf{X}} \mathbf{u}_0} \quad (5.80)$$

不同于传统的迭代优化算法^[175-177]，本节提出将最优接收滤波器 \mathbf{w}^* 带入原始问题 (5.78)，将其转化为关于发射波形 \mathbf{x} 的单变量问题，从而实现发射波形和接收滤波的联合优化，即优化如下的发射波形设计问题

$$\min_{\mathbf{x}} -\mathbf{u}_0^H \bar{\mathbf{X}}^H \left[\sum_{l=-L}^L \bar{\mathbf{J}}_l \bar{\mathbf{X}} \mathbf{M}_l \bar{\mathbf{X}}^H \bar{\mathbf{J}}_l^H + \sigma_r^2 \mathbf{I} \right]^{-1} \bar{\mathbf{X}} \mathbf{u}_0 \quad (5.81a)$$

$$\text{s.t. } \Re\{\tilde{\mathbf{h}}_i^H \mathbf{x}\} \geq \gamma_i, \quad \forall i \quad (5.81b)$$

$$\|\mathbf{x}\|^2 = P \quad (5.81c)$$

$$\mathbf{x} \in \mathcal{X} \quad (5.81d)$$

可以看到，该问题目标函数中的矩阵 $\bar{\mathbf{X}}$ 包含要优化的变量 \mathbf{x} ，但是它们之间的关系不明显，而且矩阵形式的 $\bar{\mathbf{X}}$ 不适合优化。因此，为了后续算法推导，需要先将目标函数

(5.81a) 整理为一个关于向量 \mathbf{x} 的显式表达式。

根据 $\bar{\mathbf{X}}$ 在 (5.57) 中的定义, 将 $\bar{\mathbf{X}}\mathbf{u}_0$ 整理为

$$\bar{\mathbf{X}}\mathbf{u}_0 = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{N_r} \otimes \mathbf{X}_1^T & & & \\ & \mathbf{I}_{N_r} \otimes \mathbf{X}_2^T & & \\ & & \ddots & \\ & & & \mathbf{I}_{N_r} \otimes \mathbf{X}_M^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{u}_{0,1} \\ \mathbf{u}_{0,2} \\ \vdots \\ \mathbf{u}_{0,M} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\mathbf{I}_{N_r} \otimes \mathbf{X}_1^T)\mathbf{u}_{0,1} \\ (\mathbf{I}_{N_r} \otimes \mathbf{X}_2^T)\mathbf{u}_{0,2} \\ \vdots \\ (\mathbf{I}_{N_r} \otimes \mathbf{X}_M^T)\mathbf{u}_{0,M} \end{bmatrix} \quad (5.82)$$

式中 $\mathbf{u}_0 = [\mathbf{u}_{0,1}^T, \mathbf{u}_{0,2}^T, \dots, \mathbf{u}_{0,M}^T]^T$, 其中 $\mathbf{u}_{0,m} \in \mathbb{C}^{N_t N_r}$ 为 \mathbf{u}_0 的第 m 个子向量。根据克罗内克积的性质^[190], 式 (5.82) 中的第 m 项整理为

$$(\mathbf{I}_{N_r} \otimes \mathbf{X}_m^T)\mathbf{u}_{0,m} = \text{vec}\{\mathbf{X}_m^T \mathbf{U}_{0,m}\} = (\mathbf{U}_{0,m}^T \otimes \mathbf{I}_N) \text{vec}\{\mathbf{X}_m^T\} \quad (5.83)$$

式中, 矩阵 $\mathbf{U}_{0,m} \in \mathbb{C}^{N_t \times N_r}$ 是向量 $\mathbf{u}_{0,m}$ 的矩阵形式, 即 $\mathbf{u}_{0,m} = \text{vec}\{\mathbf{U}_{0,m}\}$ 。随后, 使用排列矩阵^[191]: $\mathbf{T} = \sum_{i=1}^{N_t} \sum_{j=1}^N (\mathbf{e}_{j,N} \otimes \mathbf{e}_{i,N_t})(\mathbf{e}_{i,N_t} \otimes \mathbf{e}_{j,N})^T \in \mathbb{C}^{NN_t \times NN_t}$, 得到向量 $\text{vec}\{\mathbf{X}_m^T\}$ 与向量 $\text{vec}\{\mathbf{X}_m\}$ 的如下关系

$$\text{vec}\{\mathbf{X}_m^T\} = \mathbf{T} \text{vec}\{\mathbf{X}_m\} \quad (5.84)$$

因此, 可以将 (5.82) 的第 m 项整理为如下表达式

$$(\mathbf{I}_{N_r} \otimes \mathbf{X}_m^T)\mathbf{u}_{0,m} = \mathbf{A}_{0,m} \mathbf{x}_m \quad (5.85)$$

式中定义矩阵 $\mathbf{A}_{0,m} \triangleq (\mathbf{U}_{0,m}^T \otimes \mathbf{I}_N)\mathbf{T}$ 和向量 $\mathbf{x}_m \triangleq \text{vec}\{\mathbf{X}_m\}$ 。将式 (5.85) 代入式 (5.82), $\bar{\mathbf{X}}\mathbf{u}_0$ 整理为

$$\bar{\mathbf{X}}\mathbf{u}_0 = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{0,1}\mathbf{x}_1 \\ \mathbf{A}_{0,2}\mathbf{x}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{A}_{0,M}\mathbf{x}_M \end{bmatrix} = \mathbf{A}_0 \mathbf{x} \quad (5.86)$$

式中定义 $\mathbf{A}_0 \triangleq \text{blkdiag}\{\mathbf{A}_{0,1}, \mathbf{A}_{0,2}, \dots, \mathbf{A}_{0,M}\}$ 和 $\mathbf{x} \triangleq \text{vec}\{\mathbf{X}\} = [\mathbf{x}_1^T, \mathbf{x}_2^T, \dots, \mathbf{x}_M^T]^T$ 。

接下来整理目标函数 (5.81a) 中关于杂波干扰的项。根据式 (5.65) 中的定义, \mathbf{M}_l 是一个半正定矩阵, 且可以表示为

$$\mathbf{M}_l = \sum_{r=1}^{R_l} \lambda_{l,r} \tilde{\mathbf{u}}_{l,r} \tilde{\mathbf{u}}_{l,r}^H = \sum_{r=1}^{R_l} \mathbf{u}_{l,r} \mathbf{u}_{l,r}^H \quad (5.87)$$

式中 R_l 为 \mathbf{M}_l 的秩，通常为很小的值。 $\lambda_{l,r}$ 和 $\tilde{\mathbf{u}}_{l,r}$ 分别表示 \mathbf{M}_l 的第 r 个非零特征值及其对应的特征向量， $\mathbf{u}_{l,r} \triangleq \sqrt{\lambda_{l,r}} \tilde{\mathbf{u}}_{l,r}$ 。因此，与式(5.82)~(5.86)的推导类似，将 $\bar{\mathbf{J}}_l \bar{\mathbf{X}} \mathbf{M}_l \bar{\mathbf{X}}^H \bar{\mathbf{J}}_l^H$ 重新整理为

$$\bar{\mathbf{J}}_l \bar{\mathbf{X}} \mathbf{M}_l \bar{\mathbf{X}}^H \bar{\mathbf{J}}_l^H = \sum_{r=1}^{R_l} \bar{\mathbf{J}}_l \bar{\mathbf{X}} \mathbf{u}_{l,r} \mathbf{u}_{l,r}^H \bar{\mathbf{X}}^H \bar{\mathbf{J}}_l^H = \sum_{r=1}^{R_l} \mathbf{A}_{l,r} \mathbf{x} \mathbf{x}^H \mathbf{A}_{l,r}^H \quad (5.88)$$

式中 $\mathbf{A}_{l,r} \triangleq \text{blkdiag}\{\mathbf{A}_{l,r,1}, \mathbf{A}_{l,r,2}, \dots, \mathbf{A}_{l,r,M}\}$ 。此外，定义 $\mathbf{A}_{l,r,m} \triangleq (\mathbf{U}_{l,r,m}^T \otimes \mathbf{I}_N) \mathbf{T}$ ，矩阵 $\mathbf{U}_{l,r,m} \in \mathbb{C}^{N_t \times N_r}$ 是 $\mathbf{u}_{l,r}$ 第 m 个子向量 $\mathbf{u}_{l,r,m} \in \mathbb{C}^{N_t N_r}$ 的矩阵形式。根据式(5.86)和(5.88)的结果，目标函数(5.81a)等价地整理为

$$-\mathbf{x}^H \mathbf{A}_0^H \left[\sum_{l=-L}^L \sum_{r=1}^{R_l} \mathbf{A}_{l,r} \mathbf{x} \mathbf{x}^H \mathbf{A}_{l,r}^H + \sigma_r^2 \mathbf{I} \right]^{-1} \mathbf{A}_0 \mathbf{x} \quad (5.89)$$

5.4.3 恒模约束下的波形设计算法

基于上述建模和推导，恒模约束下的波形优化问题可以表示为

$$\min_{\mathbf{x}} -\mathbf{u}_0^H \bar{\mathbf{X}}^H \left[\sum_{l=-L}^L \bar{\mathbf{J}}_l \bar{\mathbf{X}} \mathbf{M}_l \bar{\mathbf{X}}^H \bar{\mathbf{J}}_l^H + \sigma_r^2 \mathbf{I} \right]^{-1} \bar{\mathbf{X}} \mathbf{u}_0 \quad (5.90a)$$

$$\text{s.t. } \Re\{\tilde{\mathbf{h}}_i^H \mathbf{x}\} \geq \gamma_i, \quad \forall i \quad (5.90b)$$

$$|x_j| = \sqrt{P/(M N_t)}, \quad \forall j \quad (5.90c)$$

显然在考虑恒模约束的时候总功率约束可以省略。此外，可以看到非凸目标函数(5.90a)和恒模约束(5.90c)使得问题很难求解。为了克服这些困难，本节提出使用 MM、非线性等式约束的交替方向乘子法(Nonlinear Equality Constrained Alternative Direction Method of Multipliers, neADMM)和BCD的方法将问题转化为多个容易处理的子问题，然后分别推导有效的算法进行迭代求解。

(1) 基于 MM 算法的问题转化

首先利用 MM 算法将目标函数(5.90a)转化为一系列更容易优化的代理函数。具体来说，在求得第 t 次迭代的解 \mathbf{x}_t 后，为下一次迭代优化构造一个更易于处理的代理目标函数，该代理函数为原目标函数的上界，且在当前 \mathbf{x}_t 处近似于它。接下来给出推导代理目标函数的引理。

引理 5.1：对于半正定矩阵 \mathbf{W} ，函数 $-\mathbf{s}^H \mathbf{W}^{-1} \mathbf{s}$ 关于变量 \mathbf{s} 和 \mathbf{W} 是凹函数，因此

其上界代理函数通过在点 $(\mathbf{s}_t, \mathbf{W}_t)$ 处进行一阶泰勒展开得到，具体的表达式为

$$-\mathbf{s}^H \mathbf{W}^{-1} \mathbf{s} \leq \text{Tr}\{\mathbf{W}_t^{-1} \mathbf{s}_t \mathbf{s}_t^H \mathbf{W}_t^{-1} \mathbf{W}\} - 2\Re\{\mathbf{s}_t^H \mathbf{W}_t^{-1} \mathbf{s}\} + c \quad (5.91)$$

式中 c 是一个与变量无关的常数。

受上述引理的启发，定义 $\mathbf{s} \triangleq \mathbf{A}_0 \mathbf{x}$, $\mathbf{X} \triangleq \mathbf{x} \mathbf{x}^H$, $\mathbf{W} \triangleq \sum_{l=-L}^L \sum_{r=1}^{R_l} \mathbf{A}_{l,r} \mathbf{X} \mathbf{A}_{l,r}^H + \sigma_r^2 \mathbf{I}$ 。并将目标函数 (5.89) 定义为 $f(\mathbf{x}, \mathbf{X})$ 。随后，利用引理 5.1 可以推导出函数 $f(\mathbf{x}, \mathbf{X})$ 在 $(\mathbf{x}_t, \mathbf{X}_t)$ 处的代理函数，其中 \mathbf{x}_t 为第 t 次迭代求得的解，且 $\mathbf{X}_t \triangleq \mathbf{x}_t \mathbf{x}_t^H$ 。具体的推导过程如下

$$\begin{aligned} f(\mathbf{x}, \mathbf{X}) &\leq \text{Tr}\left\{\left[\sum_{l=-L}^L \sum_{r=1}^{R_l} \mathbf{A}_{l,r} \mathbf{X}_t \mathbf{A}_{l,r}^H + \sigma_r^2 \mathbf{I}\right]^{-1} \mathbf{A}_0 \mathbf{x}_t \mathbf{x}_t^H \mathbf{A}_0^H \left[\sum_{l=-L}^L \sum_{r=1}^{R_l} \mathbf{A}_{l,r} \mathbf{X}_t \mathbf{A}_{l,r}^H + \sigma_r^2 \mathbf{I}\right]^{-1}\right. \\ &\quad \times \left.\left[\sum_{l=-L}^L \sum_{r=1}^{R_l} \mathbf{A}_{l,r} \mathbf{X} \mathbf{A}_{l,r}^H + \sigma_r^2 \mathbf{I}\right]\right\} - 2\Re\left\{\mathbf{x}_t^H \mathbf{A}_0^H \left[\sum_{l=-L}^L \sum_{r=1}^{R_l} \mathbf{A}_{l,r} \mathbf{X}_t \mathbf{A}_{l,r}^H + \sigma_r^2 \mathbf{I}\right]^{-1} \mathbf{A}_0 \mathbf{x}\right\} + c_1 \end{aligned} \quad (5.92a)$$

$$= \text{Tr}\{\mathbf{D}_t \mathbf{X}\} - \Re\{\mathbf{b}_t^H \mathbf{x}\} + c_2 \quad (5.92b)$$

$$= \mathbf{x}^H \mathbf{D}_t \mathbf{x} - \Re\{\mathbf{b}_t^H \mathbf{x}\} + c_2 \quad (5.92c)$$

式中定义

$$\mathbf{b}_t \triangleq 2 \mathbf{A}_0^H \left[\sum_{l=-L}^L \sum_{r=1}^{R_l} \mathbf{A}_{l,r} \mathbf{X}_t \mathbf{A}_{l,r}^H + \sigma_r^2 \mathbf{I} \right]^{-1} \mathbf{A}_0 \mathbf{x}_t \quad (5.93a)$$

$$\mathbf{D}_t \triangleq \sum_{l=-L}^L \sum_{r=1}^{R_l} \mathbf{G}_{t,l,r}^H \mathbf{X}_t \mathbf{G}_{t,l,r} \quad (5.93b)$$

$$\mathbf{G}_{t,l,r} \triangleq \mathbf{A}_0^H \left[\sum_{l=-L}^L \sum_{r=1}^{R_l} \mathbf{A}_{l,r} \mathbf{X}_t \mathbf{A}_{l,r}^H + \sigma_r^2 \mathbf{I} \right]^{-1} \mathbf{A}_{l,r} \quad (5.93c)$$

另外，式 (5.92) 中的常数项 c_1 和 c_2 与变量 \mathbf{x} 和 \mathbf{X} 无关。

根据上面的推导，第 t 次迭代的波形设计问题表示为

$$\min_{\mathbf{x}} \quad \mathbf{x}^H \mathbf{D}_t \mathbf{x} - \Re\{\mathbf{b}_t^H \mathbf{x}\} \quad (5.94a)$$

$$\text{s.t.} \quad \Re\{\tilde{\mathbf{h}}_i^H \mathbf{x}\} \geq \gamma_i, \quad \forall i \quad (5.94b)$$

$$|x_j| = \sqrt{P/(M N N_t)}, \quad \forall j \quad (5.94c)$$

尽管目标函数 (5.94a) 是连续凸函数，恒模约束 (5.94c) 使得问题 (5.94) 依然是非凸问题。

考虑到直接放松该非凸等式约束会造成显著的性能损失，本节提出使用 neADMM 算法来直接处理等式约束。不同于只能处理线性等式约束的传统 ADMM 算法，neADMM 算法可以处理本节所考虑的非线性等式约束^[192]。具体的算法推导如下。

(2) 基于 neADMM 算法的问题转化

为了使用 neADMM 的算法框架求解问题(5.94)，首先通过引入辅助变量 $\mathbf{y} \triangleq [y_1, y_2, \dots, y_{MNN_t}]^T$ 来解耦关于变量 \mathbf{x} 的凸限制条件(5.94a)和非凸限制条件(5.94c)，并将问题(5.94)转化为

$$\min_{\mathbf{x}, \mathbf{y}} \mathbf{x}^H \mathbf{D}_t \mathbf{x} - \Re\{\mathbf{b}_t^H \mathbf{x}\} \quad (5.95a)$$

$$\text{s.t. } \Re\{\tilde{\mathbf{h}}_i^H \mathbf{x}\} \geq \gamma_i, \quad \forall i \quad (5.95b)$$

$$|x_j| \leq \sqrt{P/(MNN_t)}, \quad \forall j \quad (5.95c)$$

$$\mathbf{x} = \mathbf{y} \quad (5.95d)$$

$$|y_j| = \sqrt{P/(MNN_t)}, \quad \forall j \quad (5.95e)$$

随后，定义由不等式约束(5.95b)和(5.95c)形成的可行域集合 \mathcal{C} ，以及指示函数 $\mathbb{I}_{\mathcal{C}}$ 为

$$\mathbb{I}_{\mathcal{C}}(\mathbf{x}) = \begin{cases} 0, & \mathbf{x} \in \mathcal{C} \\ +\infty, & \text{其它} \end{cases} \quad (5.96)$$

将指示函数 $\mathbb{I}_{\mathcal{C}}$ 加到目标函数上替代关于 \mathbf{x} 的限制条件，问题(5.95)可以转化为

$$\min_{\mathbf{x}, \mathbf{y}} \mathbf{x}^H \mathbf{D}_t \mathbf{x} - \Re\{\mathbf{b}_t^H \mathbf{x}\} + \mathbb{I}_{\mathcal{C}}(\mathbf{x}) \quad (5.97a)$$

$$\text{s.t. } \mathbf{x} = \mathbf{y} \quad (5.97b)$$

$$|y_j| = \sqrt{P/(MNN_t)}, \quad \forall j \quad (5.97c)$$

该问题的解可以通过优化对应的增广拉格朗日函数获得。问题(5.97)的增广拉格朗日函数为

$$\begin{aligned} \mathcal{L}(\mathbf{x}, \mathbf{y}, \boldsymbol{\lambda}, \boldsymbol{\mu}) \triangleq & \mathbf{x}^H \mathbf{D}_t \mathbf{x} - \Re\{\mathbf{b}_t^H \mathbf{x}\} + \mathbb{I}_{\mathcal{C}}(\mathbf{x}) \\ & + \frac{\rho}{2} \|\mathbf{x} - \mathbf{y} + \boldsymbol{\lambda}/\rho\|^2 + \frac{\rho}{2} \||\mathbf{y}| - \sqrt{P/(MNN_t)} + \boldsymbol{\mu}/\rho\|^2 \end{aligned} \quad (5.98)$$

式中 $\rho > 0$ 为惩罚系数， $\boldsymbol{\lambda} \in \mathbb{C}^{MNN_t}$ 和 $\boldsymbol{\mu} \in \mathbb{C}^{MNN_t}$ 为对偶变量， $|\cdot|$ 操作针对每个元素取绝对值。显然 $\mathcal{L}(\mathbf{x}, \mathbf{y}, \boldsymbol{\lambda}, \boldsymbol{\mu})$ 是一个更容易处理的多变量函数，可以通过迭代更新变量 \mathbf{x} ， \mathbf{y} ， $\boldsymbol{\lambda}$ 和 $\boldsymbol{\mu}$ 来获得其最小值。具体的更新方法如下。

(3) 基于 BCD 算法的变量更新

给定变量 \mathbf{y} , $\boldsymbol{\lambda}$ 和 $\boldsymbol{\mu}$, 更新 \mathbf{x} 的优化问题为

$$\min_{\mathbf{x}} \mathbf{x}^H \mathbf{D}_t \mathbf{x} - \Re\{\mathbf{b}_t^H \mathbf{x}\} + \mathbb{I}_C(\mathbf{x}) + \frac{\rho}{2} \|\mathbf{x} - \mathbf{y} + \boldsymbol{\lambda}/\rho\|^2 \quad (5.99)$$

根据式 (5.96) 中关于指示函数 $\mathbb{I}_C(\mathbf{x})$ 的定义, 可以将问题 (5.99) 等价地转化为如下的 SOCP 问题

$$\min_{\mathbf{x}} \mathbf{x}^H \mathbf{D}_t \mathbf{x} - \Re\{\mathbf{b}_t^H \mathbf{x}\} + \frac{\rho}{2} \|\mathbf{x} - \mathbf{y} + \boldsymbol{\lambda}/\rho\|^2 \quad (5.100a)$$

$$\text{s.t. } \Re\{\tilde{\mathbf{h}}_i^H \mathbf{x}\} \geq \gamma_i, \quad \forall i \quad (5.100b)$$

$$|x_j| \leq \sqrt{P/(MNN_t)}, \quad \forall j \quad (5.100c)$$

可以使用多种现成的算法或优化工具来获得该问题的最优解 \mathbf{x}^* 。此外, 也可以借助表3.4.2中所提的拉格朗日对偶和 Hooke-Jeeves 模式搜索算法来快速求解该问题。

给定变量 \mathbf{x} , $\boldsymbol{\lambda}$ 和 $\boldsymbol{\mu}$, 更新 \mathbf{y} 的优化问题为

$$\min_{\mathbf{y}} \frac{\rho}{2} \|\mathbf{x} - \mathbf{y} + \boldsymbol{\lambda}/\rho\|^2 + \frac{\rho}{2} \|\mathbf{y} - \sqrt{P/(MNN_t)} + \boldsymbol{\mu}/\rho\|^2 \quad (5.101)$$

该问题含有变量的绝对值函数, 因此是一个非凸问题。幸运的是, 问题 (5.101) 关于 \mathbf{y} 的每个元素可分离, 能够将其等价地分割为 MNN_t 个子问题。其中第 i 个子问题为

$$\min_{y_i} |y_i - a_i|^2 + |y_i - b_i|^2 \quad (5.102)$$

式中 a_i 和 b_i 分别表示 $\mathbf{x} + \boldsymbol{\lambda}/\rho$ 和 $\sqrt{P/(MNN_t)} - \boldsymbol{\mu}/\rho$ 的第 i 个元素。为了处理绝对值操作, 进一步展开 (5.102) 的目标函数为

$$|y_i - a_i|^2 + |y_i - b_i|^2 = 2|y_i|^2 - 2\Re\{(a_i^* y_i + b_i^* |y_i|)\} + |a_i|^2 + |b_i|^2 \quad (5.103a)$$

$$= 2|y_i|^2 - 2|y_i|\Re\{(a_i^* e^{j\angle y_i} + b_i^*)\} + |a_i|^2 + |b_i|^2 \quad (5.103b)$$

由于 $|y_i| \geq 0$, 很容易知道 y_i 的最优相位为 $\angle y_i^* = \angle a_i$ 。将 $\angle y_i^*$ 代入 (5.103b), 得到关于 $|y_i|$ 的优化问题为

$$\min_{|y_i|} 2|y_i|^2 - 2|y_i|(|a_i| + \Re\{b_i\}) \quad (5.104)$$

此一元二次函数的最小值点在 $|y_i^*| = 0.5(|a_i| + \Re\{b_i\})$ 。因此, 问题 (5.102) 的最优解为

$$y_i^* = 0.5(|a_i| + \Re\{b_i\}) e^{j\angle a_i} \quad (5.105)$$

更新变量 \mathbf{x} 和 \mathbf{y} 后，对偶变量 $\boldsymbol{\lambda}$ 和 $\boldsymbol{\mu}$ 根据下式更新

$$\boldsymbol{\lambda}^* := \boldsymbol{\lambda} + \rho(\mathbf{x} - \mathbf{y}) \quad (5.106a)$$

$$\boldsymbol{\mu}^* := \boldsymbol{\mu} + \rho[|\mathbf{y}| - \sqrt{P/(MNN_t)}] \quad (5.106b)$$

表 5.4 恒模约束下的波形设计算法

Tab. 5.4 Design algorithm for constant-modulus waveform

恒模约束下的波形设计算法
输入: $\mathbf{A}_0, \mathbf{A}_{l,r}, \forall l, \forall r, \tilde{\mathbf{h}}_i, \gamma_i, \forall i, P, \sigma_r^2, \rho$
输出: \mathbf{x}^*
1: 通过求解问题 (5.107) 初始化 $\mathbf{x}, \mathbf{y} := \mathbf{x}, \boldsymbol{\lambda} := \mathbf{0}, \boldsymbol{\mu} := \mathbf{0}$
2: while 算法不收敛 do
3: 求解问题 (5.100) 来更新 \mathbf{x}
4: 根据式 (5.105) 来更新 $y_i, \forall i$
5: 根据式 (5.106) 更新 $\boldsymbol{\lambda}$ 和 $\boldsymbol{\mu}$
6: end while
7: 返回 $\mathbf{x}^* = \mathbf{x}$

(4) 算法总结和分析

综上所述，分别通过 (5.100)、(5.105)、(5.106a) 和 (5.106b) 来更新变量 \mathbf{x} ，辅助变量 \mathbf{y} ，和对偶变量 $\boldsymbol{\lambda}$ 与 $\boldsymbol{\mu}$ ，并迭代至雷达输出 SINR 的增长小于给定收敛判决门限，最终可以得到所求的恒模发射波形 \mathbf{x} 。最后，根据式 (5.80) 计算得到最佳接收滤波器 \mathbf{w}^* 。所提算法总结在表 5.4 中。

考虑到所提迭代优化算法的性能容易受到初始值的影响，接下来提出一个简单的初始化方法。为了获得满足条件的可行解，本节通过优化通信性能来获得 \mathbf{x} 的初始值。具体来说，在发射功率的限制下最大化最小的通信性能指标，即

$$\max_{\mathbf{x}} \min_i \Re\{\tilde{\mathbf{h}}_i^H \mathbf{x}\} \quad (5.107a)$$

$$\text{s.t. } |x_j| \leq \sqrt{P/(MNN_t)}, \forall j \quad (5.107b)$$

其中，为了降低求解难度，将原始恒模约束 (5.69) 放松为一个凸的限制条件。显然问题 (5.107) 是一个凸优化问题，可以使用内点法等进行求解。考虑到通感一体化基站的发射功率通常十分高，远远超过常见的通信需求，因此对问题 (5.107) 的解进行归一化后依然可以满足原始的通信质量限制条件。

接下来简要分析一下所提算法的计算复杂度。若使用经典的内点法来求解 SOCP 问题 (5.100)。由于问题 (5.100) 的变量维度为 MNN_t ，含有 $2K_u MN$ 个 LMI 限制条件和

MNN_t 个 SOC 限制, 更新 \mathbf{x} 的计算复杂度为 $\mathcal{O}\{\ln(1/\xi)\sqrt{(4K_u + N_t)MNM^2N^2N_t}(2K_u + N_t + 2MNN_t^2)\}$, 其中 ξ 代表收敛门限。根据式 (5.105) 和 (5.106) 来更新辅助变量 \mathbf{y} 和对偶变量 $\boldsymbol{\lambda}$ 与 $\boldsymbol{\mu}$ 的复杂度均为 $\mathcal{O}\{MNN_t\}$ 。因此, 求解发射波形的主要计算复杂度在于优化 \mathbf{x} , 这也突出了对处理大规模 SOCP 问题低复杂度算法的需求。

5.4.4 其它波形约束下的波形设计算法

上一小节研究了恒模约束下的波形设计算法, 在此基础之上, 本小节将其推广到其他波形限制条件下的问题求解中。

(1) PAPR 约束下的优化设计

将 PAPR 约束条件 (5.71) 代入 (5.81d), 对应的波形设计问题 (5.81) 建模为

$$\min_{\mathbf{x}} -\mathbf{u}_0^H \bar{\mathbf{X}}^H \left[\sum_{l=-L}^L \bar{\mathbf{J}}_l \bar{\mathbf{X}} \mathbf{M}_l \bar{\mathbf{X}}^H \bar{\mathbf{J}}_l^H + \sigma_r^2 \mathbf{I} \right]^{-1} \bar{\mathbf{X}} \mathbf{u}_0 \quad (5.108a)$$

$$\text{s.t. } \Re\{\tilde{\mathbf{h}}_i^H \mathbf{x}\} \geq \gamma_i, \quad \forall i \quad (5.108b)$$

$$|x_j| \leq \sqrt{(1+\varepsilon)P/(MNN_t)}, \quad \forall j \quad (5.108c)$$

$$\|\mathbf{x}\|^2 = P \quad (5.108d)$$

与恒模波形设计问题 (5.90) 相比, 该问题中变量 \mathbf{x} 的所有元素在等式限制条件 (5.108d) 中是相互耦合的, 因此需要对上一小节中的算法进行改进。

根据上一节中的推导, 先将目标函数 (5.108a) 替换为代理函数, 并引入辅助变量 \mathbf{y} 来解耦凸约束 (5.108b)、(5.108c) 和非凸约束 (5.108d)。因此, 问题 (5.108) 转化为

$$\min_{\mathbf{x}} \mathbf{x}^H \mathbf{D}_t \mathbf{x} - \Re\{\mathbf{b}_t^H \mathbf{x}\} \quad (5.109a)$$

$$\text{s.t. } (5.108b), (5.108c) \quad (5.109b)$$

$$\|\mathbf{x}\|^2 \leq P \quad (5.109c)$$

$$\|\mathbf{y}\|^2 = P \quad (5.109d)$$

$$\mathbf{x} = \mathbf{y} \quad (5.109e)$$

随后, 定义限制条件 (5.109b)-(5.109d) 的可行域集合为 \mathcal{E} 及其对应的指示函数为 $\mathbb{I}_{\mathcal{E}}(\mathbf{x})$, 则问题 (5.109) 的增广拉格朗日函数可以表示为

$$\mathcal{L}(\mathbf{x}, \mathbf{y}, \boldsymbol{\lambda}) \triangleq \mathbf{x}^H \mathbf{D}_t \mathbf{x} - \Re\{\mathbf{b}_t^H \mathbf{x}\} + \mathbb{I}_{\mathcal{E}}(\mathbf{x}) + \frac{\rho}{2} \|\mathbf{x} - \mathbf{y} + \boldsymbol{\lambda}/\rho\|^2 \quad (5.110)$$

接下来迭代更新每个变量来最小化增广拉格朗日函数 $\mathcal{L}(\mathbf{x}, \mathbf{y}, \boldsymbol{\lambda})$, 从而获得问题(5.109)的解。其中更新变量 \mathbf{x} 的优化问题为

$$\min_{\mathbf{x}} \quad \mathbf{x}^H \mathbf{D}_t \mathbf{x} - \Re\{\mathbf{b}_t^H \mathbf{x}\} + \frac{\rho}{2} \|\mathbf{x} - \mathbf{y} + \boldsymbol{\lambda}/\rho\|^2 \quad (5.111a)$$

$$\text{s.t.} \quad (5.108b), (5.108c) \quad (5.111b)$$

$$\|\mathbf{x}\|^2 \leq P \quad (5.111c)$$

这是一个 SOCP 问题, 可以使用多种现成的算法进行求解。更新变量 \mathbf{y} 的优化问题为

$$\min_{\mathbf{y}} \quad \frac{\rho}{2} \|\mathbf{x} - \mathbf{y} + \boldsymbol{\lambda}/\rho\|^2 \quad (5.112a)$$

$$\text{s.t.} \quad \|\mathbf{y}\|^2 = P \quad (5.112b)$$

它的最优解可以很容易推导得到, 为

$$\mathbf{y}^* = \frac{\sqrt{P}(\mathbf{x} + \boldsymbol{\lambda}/\rho)}{\|\mathbf{x} + \boldsymbol{\lambda}/\rho\|} \quad (5.113)$$

最后, 对偶变量 $\boldsymbol{\lambda}$ 的更新与式(5.106a)相同。

基于上述推导, 所提 PAPR 约束下的波形设计算法总结在表5.5中, 其中变量 \mathbf{x} 的初始化通过求解一个类似(5.107)的含 PAPR 和总功率约束的凸问题。在每次迭代中, 更新变量 \mathbf{x} 需要解一个维度为 MNN_t 、含有 $2K_u MN$ 个 LMI 约束和 (MNN_t+1) 个 SOC 约束的 SOCP 问题, 其计算复杂度为 $\mathcal{O}\{\ln(1/\xi)\sqrt{(4K_u + N_t)MN + 1}MNN_t(2MNN_t(MNN_t+1) + 2K_u MN)\}$, 更新辅助变量 \mathbf{y} 和对偶变量 $\boldsymbol{\lambda}$ 的计算复杂度均为 $\mathcal{O}\{MNN_t\}$, 这远低于更新变量 \mathbf{x} 的计算复杂度。

(2) 恒模和波形相似性约束下的优化设计

接下来考虑恒模和波形相似性约束下的波形设计问题。将恒模约束(5.69)和相似性约束(5.73)代入(5.81d), 波形设计问题建模为

$$\min_{\mathbf{x}} \quad -\mathbf{u}_0^H \bar{\mathbf{X}}^H \left[\sum_{l=-L}^L \bar{\mathbf{J}}_l \bar{\mathbf{X}} \mathbf{M}_l \bar{\mathbf{X}}^H \bar{\mathbf{J}}_l^H + \sigma_r^2 \mathbf{I} \right]^{-1} \bar{\mathbf{X}} \mathbf{u}_0 \quad (5.114a)$$

$$\text{s.t.} \quad \Re\{\tilde{\mathbf{h}}_i^H \mathbf{x}\} \geq \gamma_i, \quad \forall i \quad (5.114b)$$

$$|x_j| = \sqrt{P/(MNN_t)}, \quad \forall j \quad (5.114c)$$

$$|x_j - x_{0,j}| \leq \xi, \quad \forall j \quad (5.114d)$$

可以看到该问题与恒模约束下的波形设计问题(5.90)十分相似, 因此可以使用上述推导

表 5.5 PAPR 约束下的波形设计算法
Tab. 5.5 Proposed design algorithm for PAPR-constrained waveform

PAPR 约束下的波形设计算法
输入: $\mathbf{A}_0, \mathbf{A}_{l,r}, \forall l, \forall r, \tilde{\mathbf{h}}_i, \gamma_i, \forall i, P, \sigma_r^2, \rho$
输出: \mathbf{x}^*
1: 初始化 $\mathbf{x}, \mathbf{y} := \mathbf{x}, \boldsymbol{\lambda} := \mathbf{0}$
2: while 算法不收敛 do
3: 求解问题 (5.111) 来更新 \mathbf{x}
4: 根据式 (5.113) 更新 \mathbf{y}
5: 根据式 (5.106a) 来更新 $\boldsymbol{\lambda}$
6: end while
7: 返回 $\mathbf{x}^* = \mathbf{x}$

求解该问题。概括来说, 先将目标函数整理为向量形式, 推导其凸的代理函数, 然后引入辅助变量 \mathbf{y} 解耦关于 \mathbf{x} 的凸约束 (5.114b)、(5.114d) 和非凸等式约束 (5.114c), 最后使用 neADMM 算法迭代更新各个变量。与问题 (5.100) 相比, 更新 \mathbf{x} 时需要考虑 (5.114d) 中对 \mathbf{x} 每个元素的相似性约束。该问题含有 $2K_u MN$ 个 LMI 约束和 $2MNN_t$ 个 SOC 约束, 变量维度为 MNN_t , 因此求解复杂度为 $\mathcal{O}\{\ln(1/\xi)\sqrt{2MN(2K_u + N_t)}M^2N^2N_t(3MNN_t^2 + 2N_t + 2K_u)\}$ 。

5.4.5 仿真结果与讨论

本小节对所提基于符号级预编码和 STAP 的通感一体化方案以及不同波形限制下的设计算法进行仿真验证。基站配备有相同数量的发射天线和接收天线, $N_t = N_r = 6$, 天线间距分别为 $d_t = 2\lambda$ 和 $d_r = \lambda/2$ 。每个相干处理时间内有 $M = 4$ 个脉冲, 脉冲重复频率为 $f_r = 1000\text{Hz}$, 每个脉冲有 $N = 8$ 个采样信号。发射信号的载波频率为 $f_0 = 2.4\text{GHz}$, 回波信号的噪声功率为 $\sigma_r^2 = 0\text{dB}$ 。目标位于方位角 $\theta_0 = 0^\circ$ 处, 归一化多普勒频率为 $f_d = 0.3$, RCS 为 $\sigma_0^2 = -20\text{dB}$ 。设杂波块位于目标距离单元及与其相邻的 4 个距离单元, RCS 为 $\sigma_c^2 = 0\text{dB}$ 。每个距离单元含有 $N_c = 60$ 个杂波块, 它们均匀地分布在 360° 的角度域里。基站同时向 $K_u = 3$ 个通信用户发送符号信息, 通信噪声功率为 $\sigma^2 = -20\text{dB}$ 。所有通信用户的通信质量需求是相同的, 用 Γ 表示。惩罚系数设为 $\rho = 1$ 。波形相似性约束中使用的参考波形为典型的正交线性调频波 (Linear Frequency Modulated, LFM)^[176,181], 其采样信号表示为 $\mathbf{X}_0 \in \mathbb{C}^{N_t \times MN}$, 每个元素分别为

$$\mathbf{X}_0(i, j) = \sqrt{\frac{P}{MNN_t}} \exp\{\jmath 2\pi i(j-1)/N_t\} \exp\{\jmath \pi(j-1)^2/N_t\} \quad (5.115)$$

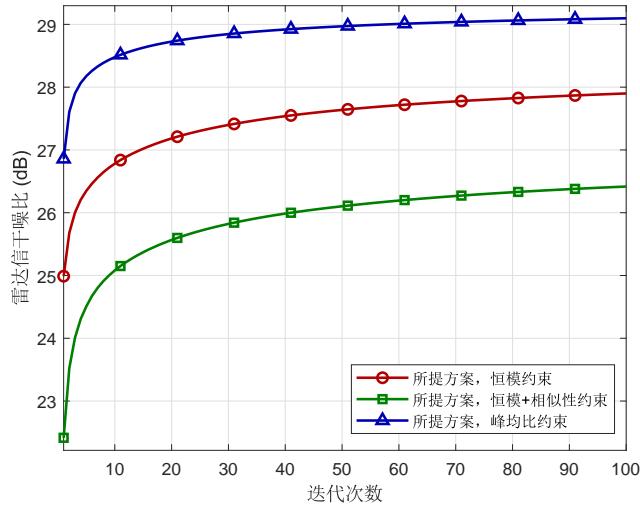


图 5.10 雷达信干噪比与迭代次数关系图
Fig. 5.10 Radar SINR versus the number of iterations

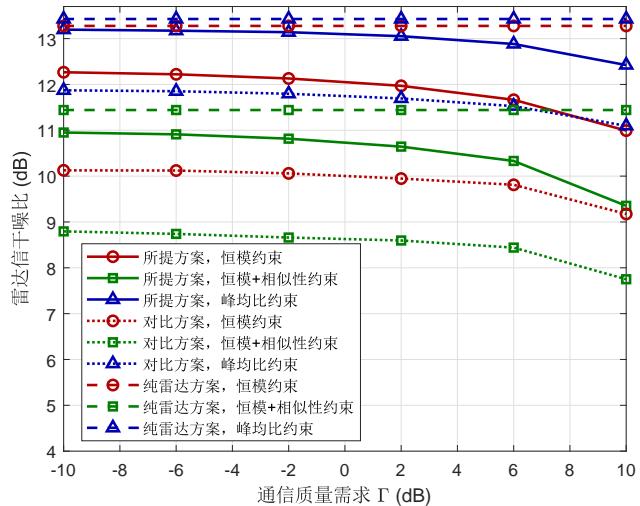


图 5.11 雷达信干噪比与通信质量需求 Γ 关系图
Fig. 5.11 Radar SINR versus communication QoS requirement Γ

向量化的参考波形为 $\mathbf{x}_0 \triangleq \text{vec}\{\mathbf{X}_0\}$ 。

首先在图5.10中展示了所提算法的收敛性能(记为“所提方案, 恒模约束/恒模+相似性约束/峰均比约束”), 其中通信需求为 $\Gamma = 5\text{dB}$, 总功率为 $P = 30\text{W}$, 相似性约束门限为 $\xi = 1.5\sqrt{P/(MNN_t)}$, PAPR 约束门限为 $\varepsilon = 1$ 。可以看到, PAPR 约束下的波形设计算法收敛最快且获得的雷达 SINR 最高, 而恒模和相似性约束下的波形设计算法收

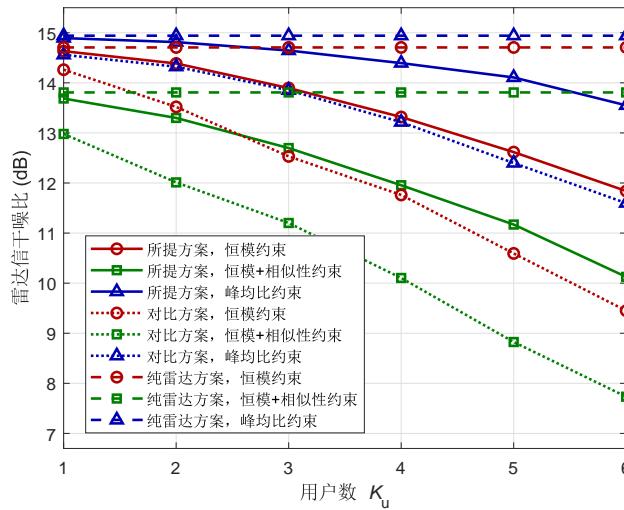


图 5.12 雷达信干噪比与用户数 K_u 关系图
Fig. 5.12 Radar SINR versus the number of users K_u

敛最慢且获得的雷达 SINR 最低。也就是说，波形约束越严格，算法收敛得越慢且目标检测性能越差。

图5.11展示了雷达输出 SINR 与通信需求 Γ 之间的关系。图中包括了不考虑通信功能的纯雷达方案(记为“纯雷达方案，恒模约束/恒模 + 相似性约束/峰均比约束”)和基于ZF的符号级预编码方案(记为“对比方案，恒模约束/恒模 + 相似性约束/峰均比约束”)作为对比。毫无疑问，由于目标检测和多用户通信性能之间的折中，所提方案的雷达输出 SINR 随着通信需求的增加而降低。如前所述，最宽松的 PAPR 约束下的波形设计方案可以实现最高的雷达输出 SINR，最严格的恒模加波形相似性约束下的波形设计方案获得的雷达输出 SINR 最低，而恒模约束下的波形设计方案的性能介于两者之间。此外可以观察到，基站为 3 个用户提供 $\Gamma = 10\text{dB}$ 的通信服务时，雷达输出 SINR 的性能损失约为 2dB，且所提基于有益干扰的符号级预编码方案要比对比方案的性能有 2dB 提升。这些结果验证了所提基于符号级预编码和 STAP 的通感一体化方案的可行性以及波形设计算法的有效性。

图5.12展示了雷达输出 SINR 与通信用户数量 K_u 的关系。可以清楚地看到目标检测与多用户通信之间的性能权衡。而且，随着用户数的增加，所提基于有益干扰的符号级预编码方案与基于 ZF 的符号级预编码方案之间的性能差距变大。这是因为所提方案可以利用更多的多用户干扰来提升通信性能，揭示了其在密集用户场景下的优势。

图5.13展示了雷达输出 SINR 与总发射功率 P 的关系。更高的发射功率显然可以实

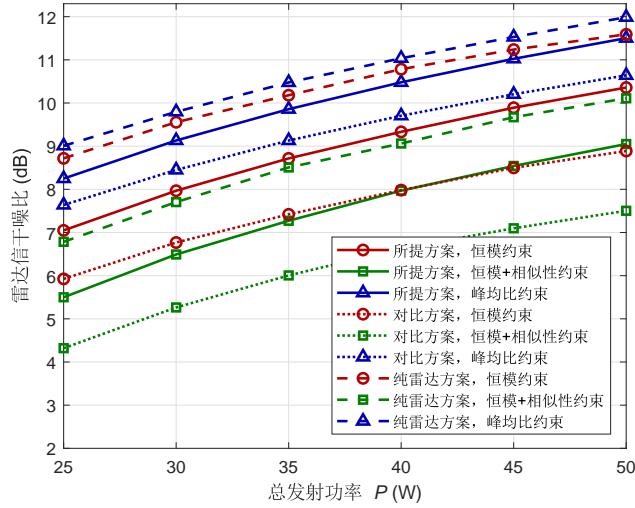


图 5.13 雷达信干噪比与总发射功率 P 关系图
Fig. 5.13 Radar SINR versus total transmit power P

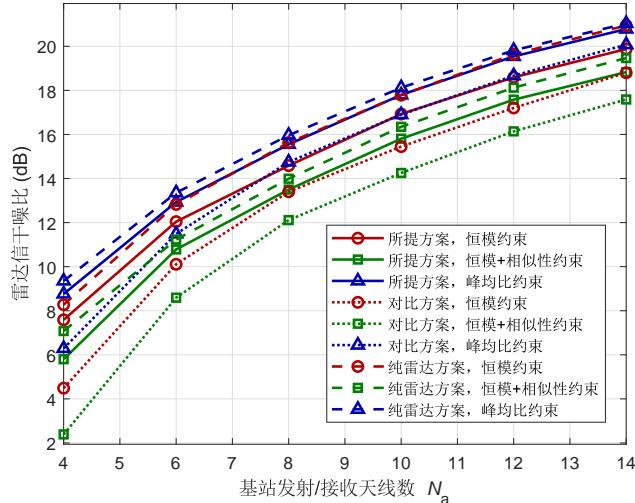


图 5.14 雷达信干噪比与发射/接收天线数 N_a 关系图
Fig. 5.14 Radar SINR versus the number of transmit/receive antennas N_a

现更高的雷达输出 SINR。图5.14展示了雷达输出 SINR 与天线数量的关系，其中 $N_a = N_t = N_r$ 。由于多天线系统可以提升波形分集和波束赋形增益，因此更多的天线可以实现更好的雷达感知性能。

图5.15展示了不同归一化多普勒频率下的雷达输出 SINR。和预期一样，雷达输出 SINR 呈对称分布，而且在归一化多普勒频率趋于 0 时存在显著的 SINR 凹陷，这是因

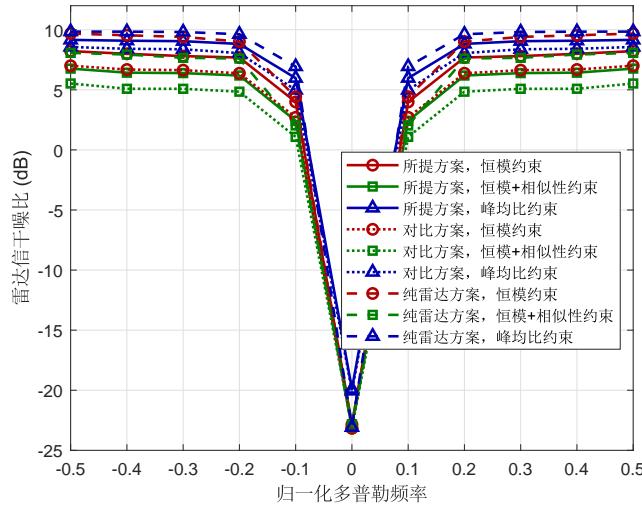


图 5.15 雷达信干噪比与归一化多普勒频率关系图
Fig. 5.15 Radar SINR versus normalized Doppler frequency

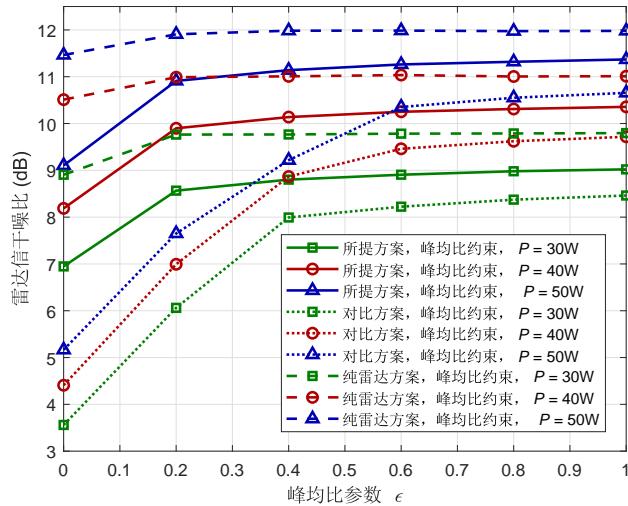
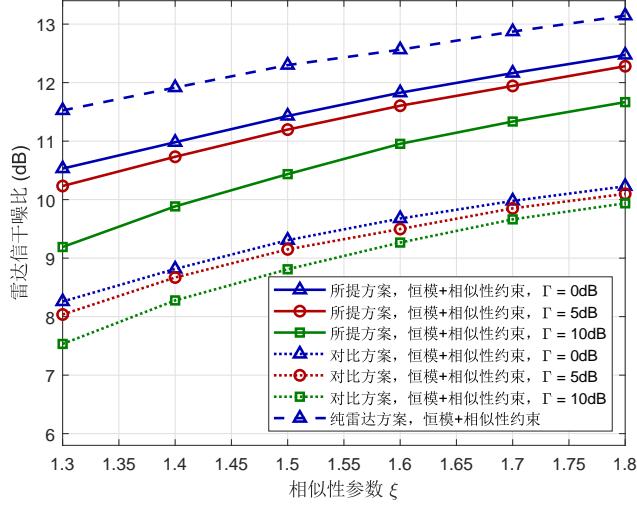


图 5.16 雷达信干噪比与 PAPR 参数 ε 关系图
Fig. 5.16 Radar SINR versus PAPR ε

为缓慢移动/静止目标的雷达回波信号会淹没在强杂波信号中。

图5.16展示了雷达输出 SINR 与 PAPR 系数 ε 之间的关系。由于发射天线上的功率约束随着 ε 变大而变得宽松，雷达输出的 SINR 也随之变大。此外可以看到，随着 ε 的增大，不同方案的性能提升和差距都在变小，这表明放松功率约束带来的性能增益趋于饱和。图5.17展示了雷达输出 SINR 与波形相似性水平 ξ 之间的关系。由于雷达输出 SINR

图 5.17 雷达信干噪比与相似性参数 ξ 关系图Fig. 5.17 Radar SINR versus similarity level ξ

与目标检测性能相关，而与 LFM 的波形相似性赋予了其它雷达感知特性，所有方案的雷达输出 SINR 都随着 ξ 的增加而增加，展示了不同雷达感知性能之间的权衡。

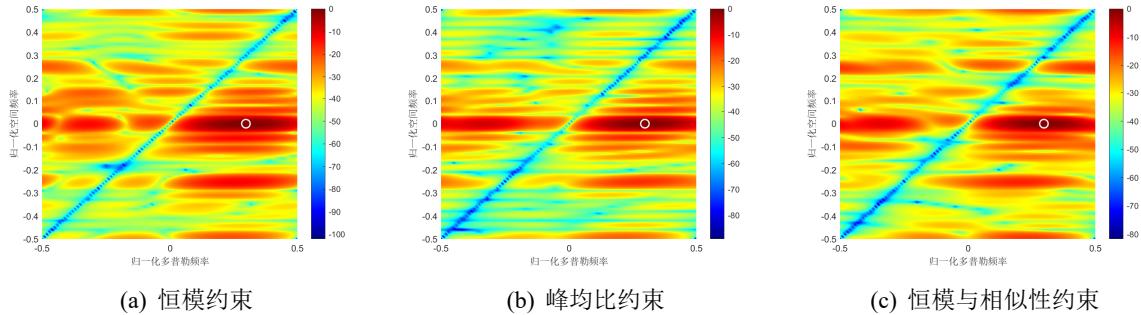


图 5.18 不同波形限制条件下的空时模糊函数

Fig. 5.18 Space-time cross-ambiguity function under different waveform constraints

为了形象展示所设计的通感一体化波形在目标检测和杂波抑制上的能力，图5.18中绘制了三种波形限制条件下的空-时模糊函数。空-时模糊函数定义为

$$P_{\mathbf{w}, \mathbf{x}}(f_d, \theta) = |\mathbf{w}^H \bar{\mathbf{X}} \mathbf{u}(f_d, \theta)|^2 \quad (5.116)$$

图中白色圆圈代表目标的位置，即归一化空间频率为 0 和归一化多普勒频率为 0.3。设每个距离单元中的杂波块个数为 $N_c = 100$ 。在这些彩色图中可以清晰地看到目标位置

的强度很大，而杂波脊的强度很低。这一现象证实所提基于符号级预编码和 STAP 的通感一体化方案及多种波形限制下的设计算法能够有效地抑制杂波信号，并获得令人满意的目标检测性能。

5.5 本章小结

本章研究基于符号级预编码的通感一体化波形设计问题。首先考虑理想场景中的通感一体化波形设计，提出利用符号级预编码随发送符号信息改变的特性，在满足通信质量的限制下优化不同时隙的雷达发射波束方向图。针对建模的复杂非凸问题，考虑实际应用对性能和复杂度的不同需求，提出两个优化求解算法。仿真结果表明，所提方案和优化算法可以在小样本回波信号下实现更好的目标检测和参数估计性能。进一步地，考虑实际复杂场景中的杂波抑制和目标检测问题，创新性地将空时自适应处理和符号级预编码技术结合起来，从空域和时域联合优化通感一体化波形和接收滤波来最大化雷达输出信噪比。此外，考虑只能获得杂波源统计信息的场景和三种实用的雷达波形限制，并提出相应的迭代优化算法。最后仿真验证了所提方案可以实现更好的目标检测和杂波抑制性能。

6 面向 RIS 辅助通感一体化系统的符号级预编码研究

6.1 引言

上一章研究了基于符号级预编码的通感一体化波形设计方案，旨在利用基站发射天线阵列的空域自由度和发送符号信息的时域自由度来提高 ISAC 系统的通信和感知性能。然而，在面对恶劣的传输环境时，例如发射机与目标/用户之间存在障碍物遮挡，ISAC 系统可能无法实现令人满意的通信和感知性能。为了解决这一难题，亟需引入新的技术以及优化维度，以应对复杂电磁环境造成的性能损失^[72,193]。在这种情况下，前文提到的 RIS 技术提供了一个很好的解决方案。RIS 能够构建发射机和接收机之间的非直射 (Non-Line-of-Sight, NLoS) 链路，扩展通感一体化基站的覆盖范围，并为系统设计引入额外的自由度^[194]。智能地调控 RIS 反射通感一体化信号，可以重塑基站与感知目标/通信用户之间的无线传输环境，从而提升系统的通信和感知性能。因此，在 ISAC 系统中引入 RIS 并联合设计通感一体化波形和 RIS 反射系数，可以有效地解决复杂场景中通感性能恶化的问题^[117,164]。

目前关于 RIS 辅助 ISAC 系统的研究仍处于初步阶段。尽管现有工作已经证实了部署 RIS 能够给 ISAC 系统带来通信/感知性能的提升，但所考虑的应用场景还存在一定的局限性，缺乏普适的信号模型和实用的性能指标。例如，文献[66,67]中只考虑 RIS 对通信用户的影响，而忽略了其对感知目标以及目标回波的作用，因此没有充分发挥 RIS 在通感一体化系统中的潜力。为了同时保证感知性能，ISAC 系统中发射机的信号强度往往远高于普通通信基站，这也使得其通信用户的接收信号强度很高。因此，文献[66,67]中将多用户干扰作为通信性能指标进行优化的方法，极大限制了发射波形设计的自由度，并将严重损害系统的雷达感知性能。文献[195]仅考虑简化的单用户单目标场景，且没有充分利用雷达信号的所有传播路径。而文献[196–198]则假设 ISAC 系统中基站和用户/目标之间的直射链路被完全阻断。此外，上述这些研究均没有考虑实际复杂场景中杂波干扰对雷达感知性能的影响。

受以上讨论的启发，本章研究 RIS 辅助 ISAC 系统的普适建模和实用性能指标，并提出高效的联合设计方案，旨在充分发挥 RIS 在实际 ISAC 系统中的潜力。本章的主要贡献为：首先，针对存在杂波干扰以及直射链路与 RIS 同时影响通信用户/感知目标的泛化场景，建立了通感一体化发射波形、雷达接收回波和通信用户接收信号模型。其次，提出三种实用的处理多用户干扰的方式，并引入相应的通信性能度量。最后，基于所提

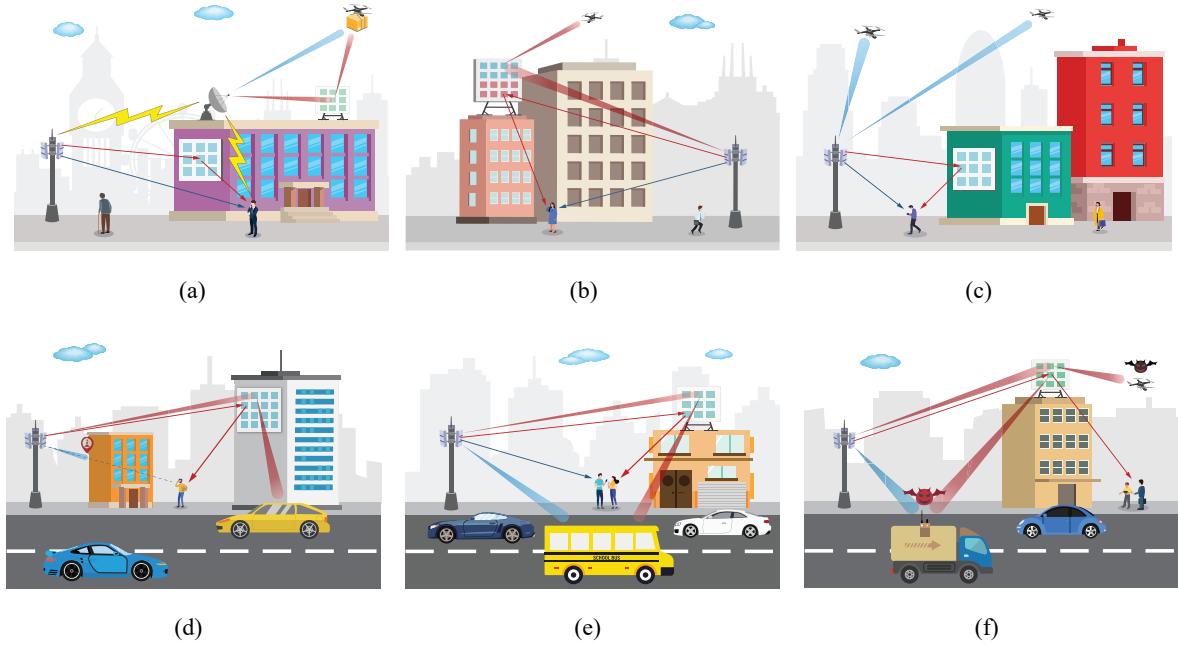


图 6.1 RIS 在 ISAC 系统中的典型应用
Fig. 6.1 Typical applications of RIS in ISAC systems

建模，提出联合设计通感一体化发射波形、接收滤波和 RIS 反射系数的算法，在保证通信性能的前提下最大化目标检测性能。

本章的内容安排如下：6.2节介绍 RIS 辅助通感一体化系统的研究进展；6.3节建立泛化的信号模型和实用的性能指标；6.4节描述本章的问题建模及其等价转化；6.5节提出发射波形和反射系数联合设计算法；6.6节对所提算法进行总结与分析；6.7节进行仿真结果展示和讨论；最后6.8节总结本章的主要研究内容。

6.2 RIS 辅助通感一体化系统研究进展

根据不同的应用场景，关于 RIS 辅助通感一体化系统的研究可以分为如图6.1所示的六类。以下是针对不同应用场景研究的描述。图6.1(a)展示了 RIS 在 RCC 系统中的应用。在 RCC 系统中，部署 RIS 为解决棘手的干扰管理问题提供了有效途径。通过智能地操纵无线传播环境，RIS 可以增强所需信号的强度，同时抑制干扰信号，从而保证 RCC 系统的感知和通信性能。为了保护基站免受干扰并确保雷达的感知性能，通信基站通常位于雷达系统的防护区域之外。因此，部署 RIS 可以扩展基站的覆盖范围，并提高防护区域内用户的通信质量。此外，文献[199]中还提出将一个 RIS 放置在通信基站附近，用

于抑制基站对雷达系统的干扰；同时将另一个 RIS 放置在用户附近，用于减轻雷达对通信用户的干扰。

在 DFRC 系统中，部署 RIS 可以为双功能波形设计引入额外的自由度，进一步提升通信和感知性能权衡。针对不同的 RIS 部署场景，研究人员进行了 RIS 辅助 DFRC 的研究，具体如下。在文献[200]中，为了实现低复杂度的设计，作者提出了一种自适应划分 RIS 反射元素的方案，使得 RIS 的不同元素分别辅助系统的通信和感知功能，如图6.1(b)所示。同时，设计了一个多阶段的分层码本，以实现精确定位并确保基站与用户之间稳定的通信链路。在图6.1(c)中，RIS 部署在靠近通信用户的区域，并假设目标回波信号主要来自于基站和目标之间的直射链路。这种假设适用于目标位于空旷区域的场景，其中基站与目标之间的直射链路相对较强，而基站与 RIS 之间的链路相对较弱。在这种情况下，文献[67]提出了联合优化发射波形和 RIS 反射系数的方法，以最小化多用户干扰，同时满足目标角度估计的 CRB 限制、恒模波形约束以及 RIS 的离散相移约束。

图6.1(d)展示了基站与目标/用户之间的直射路径被阻断的场景，其中基站的雷达感知和通信功能均由 RIS 实现。文献[201]考虑了这个场景，其中基站采用宽带正交频分复用的方式来探测淹没在杂波干扰中的目标回波信号，同时在多个 RIS 的辅助下为多个用户提供通信服务。通过联合设计基站的发射波束成形和 RIS 反射系数，在总功率的约束下最大化雷达接收机和通信用户 SINR 的加权和。

图6.1(e)展示了更泛化的 RIS 辅助通感一体化场景，其中雷达感知性能需要综合考虑基站与目标之间的直射路径和由 RIS 构建的非直射路径的影响。在这种情况下，发射信号经过 LoS 和 NLoS 路径到达目标，经过目标反射后再由同样的 LoS 和 NLoS 路径返回基站。因此，目标回波信号来自四条不同的路径，即基站到目标到基站、基站到 RIS 到目标到基站、基站到目标到 RIS 到基站和基站到 RIS 到目标到 RIS 到基站。相比于仅考虑 LoS 信道的图6.1(c)和只考虑 NLoS 信道的图6.1(d)中的场景，在该泛化场景中，改变 RIS 反射系数能够同时操纵回波信号的三条传播路径，从而提供更多的优化自由度以提高雷达感知性能。然而，由于目标回波信号经过多次反射后将遭受严重的路径损耗，因此在 RIS 的辅助下如何实现令人满意的目标检测性能是一个重要问题。此外，由于接收回波信号的表达式是一个复杂且非线性的函数，因此需要先进的算法来优化设计 RIS 反射系数。针对这个泛化场景，文献[202]考虑了单用户单目标的场景，提出了联合设计发射波束成形和 RIS 反射系数算法，在发射功率和通信 SNR 的限制条件下最大化雷达接收 SNR。文献[203]则考虑了多用户单目标的场景，通过联合优化发射波束成形、RIS 反射系数和雷达接收滤波，在雷达接收 SNR 和总功率的约束下最大化通信总速率。

此外，图6.1(f)中展示了 RIS 辅助 ISAC 系统中关于物理层安全的研究。在这种情况

下，雷达感知的目标被视为一个潜在窃听者，试图从其接收到的高功率双功能信号中提取保密信息。为了避免信息泄露，文献[204]提出了一个基于人工噪声的方案来确保通信的安全性，并且针对直射路径被阻断的场景提出通过部署 RIS 来实现 ISAC 的方案。

表 6.1 RIS 辅助通感一体化的研究现状
Tab. 6.1 Summary of research on RIS-assisted ISAC

文献	系统模型	通信和感知指标	RIS 的作用	回波路径
[67]	DFRC, 多用户多目标	MUI; CRB	辅助通信	LoS
[199]	RCC, 单用户多目标	SINR; SINR	辅助通信/感知	LoS
[200]	DFRC, 单用户单目标	SINR; SINR	辅助通信/感知	NLoS
[201]	宽带 DFRC, 多用户单目标, 杂波	SINR; SINR	辅助通信和感知	NLoS
[202]	DFRC, 单用户单目标	SNR; SNR	辅助通信和感知	LoS&NLoS
[203]	DFRC, 多用户单目标	总速率; SNR	辅助通信和感知	LoS&NLoS
[204]	DFRC, 多用户多目标, PLS	安全速率; SNR	辅助通信或和感知	LoS/NLoS
本章	DFRC, 多用户单目标, 杂波	欧式距离; SINR	辅助通信和感知	LoS&NLoS

上述相关工作总结在表6.1中。通过以上讨论可以看出，RIS 引入的设计自由度不仅可以增强 ISAC 系统的通信和感知性能，还可以实现新的应用场景。然而，现有研究大多局限于特定的应用场景，并未充分利用 RIS 的自由度，即未考虑部署 RIS 引入的可优化控制的三条 NLoS 链路。此外，现有的系统建模过于理想和简化，未能综合考虑多用户通信和泛在杂波干扰等实际问题。另外，大部分研究采用传统的线性预编码方案，限制了通感一体化波形的设计自由度，并且所采用的性能指标不利于实现更好的通信和感知性能。因此，本章将综合考虑实际应用中的多种问题，建立一个泛化的 RIS 辅助通感一体化系统模型，并提出实用的性能指标和基于符号级预编码的设计方案。

6.3 系统模型描述

本章考虑如图6.2所示的 RIS 辅助通感一体化系统。基站配备有 N_t 根以 ULA 排布的发射/接收天线，在一个由 N 个反射元素组成的 RIS 的辅助下，同时实现单站感知和多用户下行通信。为了实现更好的通信和感知性能，通常将 RIS 部署在通信用户/目标分布的热点区域，辅助基站进行信息传输和目标回波信号收集。具体来说，RIS 辅助基站从 Q 个杂波干扰源中检测感兴趣的目标，并同时向 K 个单天线用户传输不同的符号信息。基站使用先进的自干扰消除技术^[205] 实现完美的自干扰抑制，因此发射天线和接收天线可以同时工作。为了抑制广泛存在于距离和角度域的强杂波信号，基站使用 STAP 技术来同时利用空间和时间域上的自由度进行波形设计。同时，基站利用符号级预编码的思想使得发射波形携带不同的符号信息。具体的雷达感知和多用户通信模型如下。

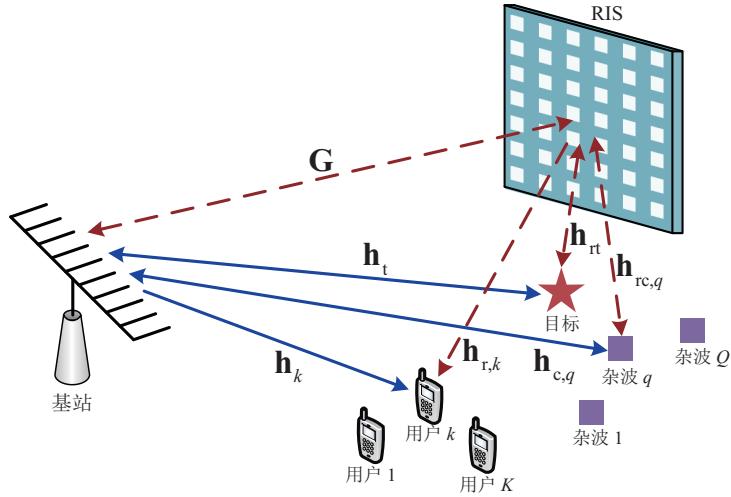


图 6.2 智能超表面辅助通感一体化系统图

Fig. 6.2 An RIS-assisted ISAC system

(1) 雷达感知模型

设每个雷达脉冲有 L 个数字采样信号，因此可以检测 L 个距离单元内的目标。设感兴趣目标的距离-角度信息为 (r_0, θ_0) ，杂波干扰源为 (r_q, θ_q) , $r_q \in \{0, 1, \dots, L\}$, $q = 1, 2, \dots, Q$ 。基站使用环境动态数据库获得杂波源的距离-角度和平均功率信息^[206,207]。为了简单起见，本章设距离坐标的原点为目标所在的距离单元，即 $r_0 = 0$ 。

令 $\mathbf{x}[l] \in \mathbb{C}^{N_t}$, $l = 1, 2, \dots, L$ 代表基站发射波形的第 l 个采样信号，令 RIS 反射系数向量为 $\boldsymbol{\phi} \triangleq [\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_N]^T$ ，其中 $|\phi_n| = 1$, $n = 1, 2, \dots, N$ 。如图6.2所示，基站的发射信号将经过直射信道(蓝色实线)和反射信道(红色虚线)到达目标，然后再经过这两条路径反射回基站。因此，基站的发射波形共经过四条不同的路径照射到目标然后返回基站，即基站-目标-基站、基站-RIS-目标-基站、基站-目标-RIS-基站和基站-RIS-目标-RIS-基站。考虑到基站和 RIS 之间的距离通常远大于 RIS 和目标/杂波源之间的距离，本章假设这四条路径之间的传播时延差异可以忽略不计。因此，基站在第 l 个时隙的基带接收信号为

$$\mathbf{r}[l] = \alpha_0(\mathbf{h}_t + \mathbf{G}^H \boldsymbol{\Phi} \mathbf{h}_{rt})(\mathbf{h}_t^H + \mathbf{h}_{rt}^H \boldsymbol{\Phi} \mathbf{G}) \mathbf{x}[l] e^{j2\pi(l-1)\nu_0} + \mathbf{c}[l] + \mathbf{z}[l] \quad (6.1)$$

式中向量 $\mathbf{h}_t \in \mathbb{C}^{N_t}$ 和 $\mathbf{h}_{rt} \in \mathbb{C}^N$ 分别表示基站和目标与 RIS 和目标之间的信道，它们均为 LoS 信道，与基站、RIS 和目标的相对位置有关。矩阵 $\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{N \times N_t}$ 为基站和 RIS 之间的信道，矩阵 $\boldsymbol{\Phi} \triangleq \text{diag}\{\boldsymbol{\phi}\}$ 为 RIS 的反射系数矩阵。标量 α_0 为目标的 RCS，且

$\mathbb{E}\{|\alpha_0|^2\} = \varsigma_0^2$, 标量 ν_0 为标的多普勒频率。总的杂波回波干扰 $\mathbf{c}[l]$ 和目标回波的形式相似, 表示为

$$\mathbf{c}[l] = \sum_{q=1}^Q \alpha_q (\mathbf{h}_{c,q} + \mathbf{G}^H \boldsymbol{\Phi} \mathbf{h}_{rc,q}) (\mathbf{h}_{c,q}^H + \mathbf{h}_{rc,q}^H \boldsymbol{\Phi} \mathbf{G}) \mathbf{x}[l - r_q] e^{j2\pi(l-1)\nu_q} \quad (6.2)$$

式中 α_q 为第 q 个杂波的 RCS, $\mathbb{E}\{|\alpha_q|^2\} = \varsigma_q^2$ 。向量 $\mathbf{h}_{c,q} \in \mathbb{C}^{N_t}$ 和 $\mathbf{h}_{rc,q} \in \mathbb{C}^N$ 分别表示基站和第 q 个杂波与 RIS 和第 q 个杂波之间的信道。向量 $\mathbf{z}[l] \in \mathbb{C}^{N_t}$ 表示基站接收天线的 AWGN, $\mathbf{z}[l] \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \varsigma_z^2 \mathbf{I}_{N_t})$ 。本章假设目标和杂波源均是慢速移动或静止的物体, 它们的多普勒频率等于 0, 即 $\nu_0 = \nu_q = 0, \forall q$ 。

为了公式的简洁性, 定义目标回波和第 q 个杂波的等效信道为

$$\mathbf{H}_0(\boldsymbol{\phi}) \triangleq (\mathbf{h}_t + \mathbf{G}^H \boldsymbol{\Phi} \mathbf{h}_{rt})(\mathbf{h}_t^H + \mathbf{h}_{rt}^H \boldsymbol{\Phi} \mathbf{G}) \quad (6.3a)$$

$$\mathbf{H}_q(\boldsymbol{\phi}) \triangleq (\mathbf{h}_{c,q} + \mathbf{G}^H \boldsymbol{\Phi} \mathbf{h}_{rc,q})(\mathbf{h}_{c,q}^H + \mathbf{h}_{rc,q}^H \boldsymbol{\Phi} \mathbf{G}) \quad (6.3b)$$

由于 RIS 的反射系数矩阵 $\boldsymbol{\Phi}$ 是对角阵, 有 $\mathbf{h}_{rt}^H \boldsymbol{\Phi} = \boldsymbol{\phi}^T \text{diag}\{\mathbf{h}_{rt}^H\}$ 。通过定义

$$\mathbf{A}_0 \triangleq \mathbf{h}_t \mathbf{h}_t^H \quad (6.4a)$$

$$\mathbf{B}_0 \triangleq \text{diag}\{\mathbf{h}_{rt}^H\} \mathbf{G} \quad (6.4b)$$

$$\mathbf{A}_q \triangleq \mathbf{h}_{c,q} \mathbf{h}_{c,q}^H \quad (6.4c)$$

$$\mathbf{B}_q \triangleq \text{diag}\{\mathbf{h}_{rc,q}^H\} \mathbf{G} \quad (6.4d)$$

等效信道 $\mathbf{H}_0(\boldsymbol{\phi})$ 和 $\mathbf{H}_q(\boldsymbol{\phi})$ 可以整理为

$$\mathbf{H}_0(\boldsymbol{\phi}) = \mathbf{A}_0 + \mathbf{h}_t \boldsymbol{\phi}^T \mathbf{B}_0 + \mathbf{B}_0^H \boldsymbol{\phi} \mathbf{h}_t^H + \mathbf{B}_0^H \boldsymbol{\phi} \boldsymbol{\phi}^T \mathbf{B}_0 \quad (6.5a)$$

$$\mathbf{H}_q(\boldsymbol{\phi}) = \mathbf{A}_q + \mathbf{h}_{c,q} \boldsymbol{\phi}^T \mathbf{B}_q + \mathbf{B}_q^H \boldsymbol{\phi} \mathbf{h}_{c,q}^H + \mathbf{B}_q^H \boldsymbol{\phi} \boldsymbol{\phi}^T \mathbf{B}_q \quad (6.5b)$$

因此, 第 l 个时隙的接收信号 $\mathbf{r}[l]$ 整理为

$$\mathbf{r}[l] = \alpha_0 \mathbf{H}_0(\boldsymbol{\phi}) \mathbf{x}[l] + \sum_{q=1}^Q \alpha_q \mathbf{H}_q(\boldsymbol{\phi}) \mathbf{x}[l - r_q] + \mathbf{z}[l] \quad (6.6)$$

将一个雷达脉冲内的 L 个信号堆叠起来, 并定义 $\mathbf{r} \triangleq [\mathbf{r}[1]^T, \mathbf{r}[2]^T, \dots, \mathbf{r}[L]^T]^T$, $\mathbf{x} \triangleq [\mathbf{x}[1]^T, \mathbf{x}[2]^T, \dots, \mathbf{x}[L]^T]^T$, $\mathbf{z} \triangleq [\mathbf{z}[1]^T, \mathbf{z}[2]^T, \dots, \mathbf{z}[L]^T]^T$, 可以得到总的接收信号为

$$\mathbf{r} = \alpha_0 \tilde{\mathbf{H}}_0(\boldsymbol{\phi}) \mathbf{x} + \sum_{q=1}^Q \alpha_q \tilde{\mathbf{H}}_q(\boldsymbol{\phi}) \mathbf{x} + \mathbf{z} \quad (6.7)$$

式中定义

$$\tilde{\mathbf{H}}_0(\phi) \triangleq \mathbf{I}_L \otimes \mathbf{H}_0(\phi), \quad \tilde{\mathbf{H}}_q(\phi) \triangleq [\mathbf{I}_L \otimes \mathbf{H}_q(\phi)] \mathbf{J}_{r_q} \quad (6.8)$$

平移矩阵 $\mathbf{J}_{r_q} \in \mathbb{R}^{N_t L \times N_t L}$ 用来表示不同距离单元内杂波源回波的传输时延，定义为

$$\mathbf{J}_{r_q}(i, j) = \begin{cases} 1, & i - j = N_t r_q \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (6.9)$$

该回波信号经过一个线性空-时接收滤波器 $\mathbf{w} \in \mathbb{C}^{N_t L}$ 处理，输出

$$y = \mathbf{w}^H \mathbf{r} = \alpha_0 \mathbf{w}^H \tilde{\mathbf{H}}_0(\phi) \mathbf{x} + \mathbf{w}^H \sum_{q=1}^Q \alpha_q \tilde{\mathbf{H}}_q(\phi) \mathbf{x} + \mathbf{w}^H \mathbf{z} \quad (6.10)$$

因此，雷达输出 SINR 可以计算为

$$\gamma_r = \frac{\varsigma_0^2 |\mathbf{w}^H \tilde{\mathbf{H}}_0(\phi) \mathbf{x}|^2}{\mathbf{w}^H \left[\sum_{q=1}^Q \varsigma_q^2 \tilde{\mathbf{H}}_q(\phi) \mathbf{x} \mathbf{x}^H \tilde{\mathbf{H}}_q^H(\phi) + \varsigma_z^2 \mathbf{I}_{N_t L} \right] \mathbf{w}} \quad (6.11)$$

考虑到目标检测概率与雷达输出 SINR 正相关，即雷达输出 SINR 越大则目标检测性能越好，本章将通过最大化 γ_r 来提升系统的目标检测性能。

此外，由于基站通常需要较高的发射功率来保证满意的检测性能，很容易造成 PAPR 过大，从而导致硬件电路出现显著的非线性失真。因此，实际雷达发射波形的模值通常是恒定的，即发射信号需要满足

$$|x_i| = \sqrt{P/N_t}, \quad i = 1, 2, \dots, N_t L \quad (6.12)$$

式中 x_i 为 \mathbf{x} 的第 i 个元素， P 为总发射功率预算。

(2) 通信模型

除了用来检测感兴趣的目标之外，发射波形 \mathbf{x} 还将携带 K 个不同的符号信息，实现对 K 个用户的下行通信。具体来说，定义 $\mathbf{s}[l] \triangleq [s_1[l], s_2[l], \dots, s_K[l]]^T$ 为第 l 个时隙的发送符号向量，其中 $s_k[l]$ 为 Ω -PSK 调制符号。第 k 个用户的接收信号表示为

$$r_k[l] = (\mathbf{h}_k^H + \mathbf{h}_{r,k}^H \boldsymbol{\Phi} \mathbf{G}) \mathbf{x}[l] + n_k[l], \quad \forall l \quad (6.13)$$

式中 $\mathbf{h}_k \in \mathbb{C}^{N_t}$ 和 $\mathbf{h}_{r,k} \in \mathbb{C}^N$ 分别表示基站/RIS 和第 k 个用户之间的信道，标量 $n_k[l]$ 为第 k 个用户的 AWGN， $n_k[l] \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_k^2)$ 。基站根据预设的调制方式优化设计发射波形信号 $\mathbf{x}[l]$ ，使得接收机能够很容易地从接收的含噪声信号中解码出期望的符号信息 $s_k[l]$ 。

本章根据设计发射信号时处理多用户干扰的不同策略，引入三个典型的通信性能度

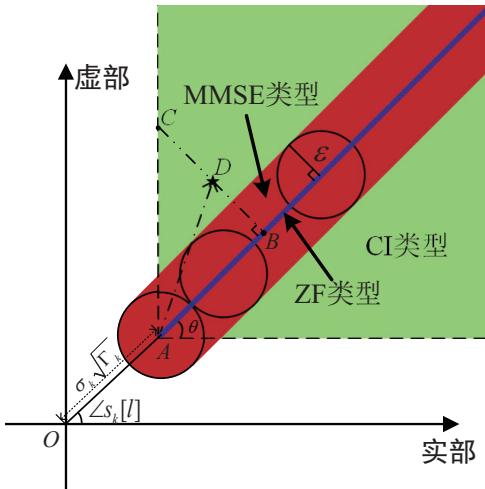


图 6.3 通信质量需求的三个性能指标展示

Fig. 6.3 Illustration of three metrics for communication QoS

量，分别为 ZF 型、最小均方误差 (Minimum Mean Square Error, MMSE) 型和 CI 型通信性能指标。不失一般性地，以 QPSK 调制为例，设第 k 个用户在第 l 个时隙的期望符号为 $s_k[l] = (1/\sqrt{2}, j/\sqrt{2})$ 。图 6.3 在复平面中展示了不同性能指标下的无噪声接收信号，其中 ϑ 表示对应判决区域角度范围的一半，即 $\vartheta = \pi/\Omega$ 。点 D 表示无噪声接收信号 $\tilde{r}_k[l]$ ，其表达式为

$$\overrightarrow{OD} = \tilde{r}_k[l] = (\mathbf{h}_k^H + \mathbf{h}_{r,k}^H \Phi \mathbf{G}) \mathbf{x}[l] \quad (6.14)$$

定义 Γ_k 为第 k 个用户的信噪比要求。点 A 为信噪比要求下的发送符号，即 $\overrightarrow{OA} = \sigma_k \sqrt{\Gamma_k} s_k[l]$ 。因此，多用户干扰可以看作是无噪声接收信号与期望符号之间的差，即 $\overrightarrow{OD} - \overrightarrow{OA} = (\mathbf{h}_k^H + \mathbf{h}_{r,k}^H \Phi \mathbf{G}) \mathbf{x}[l] - \sigma_k \sqrt{\Gamma_k} s_k[l]$ 。

首先介绍 ZF 型通信性能指标。传统的 ZF 方案旨在完全消除多用户干扰使得发射信号满足以下条件

$$(\mathbf{h}_k^H + \mathbf{h}_{r,k}^H \Phi \mathbf{G}) \mathbf{x}[l] = \sigma_k \sqrt{\Gamma_k} s_k[l] \quad (6.15)$$

可以看到，该式将无噪声接收信号精确地限制在期望符号点 A 处。然而，基站的发射功率通常非常大以保证实现满意的雷达感知性能，这将导致接收信号的强度要显著高于期望符号 $\sigma_k \sqrt{\Gamma_k} s_k[l]$ 的幅度。因此，将无噪声接收信号限制在点 A 处是不合理的，且这种过于严格的波形限制将严重影响雷达的感知功能。为了避免这些问题，本章提出一个更加合理的 ZF 型通信性能度量。通过引入一个缩放因子 $\alpha_{k,l} \geq 1$ ，将第 k 个用户在第 l 个时隙的接收信号信噪比提升到一个与发射功率相匹配的幅度，然后消除此时的多用

户干扰。也就是说，所提的 ZF 型通信性能度量针对放大 $\alpha_{k,l}$ 倍的信噪比进行多用户干扰消除，即满足以下条件

$$(\mathbf{h}_k^H + \mathbf{h}_{r,k}^H \Phi \mathbf{G}) \mathbf{x}[l] = \alpha_{k,l} \sigma_k \sqrt{\Gamma_k} s_k[l], \quad \alpha_{k,l} \geq 1, \quad \forall k, \forall l \quad (6.16)$$

该式将多用户干扰限制在与期望符号 $\sigma_k \sqrt{\Gamma_k} s_k[l]$ 相同的方向，即无噪声接收信号位于 \overrightarrow{OA} 的延长线上（图6.3中的蓝色射线上）。因此，修改后的 ZF 型性能指标不仅可以满足原始的通信信噪比要求，而且为雷达感知性能的优化提供更多的自由度。

接下来介绍 MMSE 型通信指标。与 ZF 型指标将多用户干扰置零的严格限制不同，MMSE 型指标通过限制多用户干扰的最小均方误差来保证系统的通信性能。同样地，考虑到通感一体化基站的发射功率很高，本章提出将无噪声接收信号 $\tilde{r}_k[l]$ 和缩放后的期望符号 $\alpha_{k,l} \sigma_k \sqrt{\Gamma_k} s_k[l]$ 的差视为多用户干扰，并将其均方误差限制在一定范围内，即满足以下条件

$$\left| (\mathbf{h}_k^H + \mathbf{h}_{r,k}^H \Phi \mathbf{G}) \mathbf{x}[l] - \alpha_{k,l} \sigma_k \sqrt{\Gamma_k} s_k[l] \right|^2 \leq \epsilon, \quad \alpha_{k,l} \geq 1, \quad \forall k, \forall l \quad (6.17)$$

式中 ϵ 为与多用户干扰抑制相关的阈值。基于 MMSE 型度量 (6.17) 的无噪声接收信号将位于以 $\alpha_{k,l} \sigma_k \sqrt{\Gamma_k} s_k[l]$ 为中心的圆内，因此所有满足条件的信号形成图6.3中的红色区域。显然此红色区域要比 ZF 型度量下的蓝色区域大得多，因此 MMSE 型度量限制下的波形设计可以利用更大的自由度来提升雷达感知性能，与此同时，红色区域内的多用户干扰也将在一定程度上损害其通信性能。

第三个为 CI 型通信性能指标，也就是本文前面章节使用的基于有益干扰的符号级预编码方案的通信性能指标，在绪论中有详细的描述。CI 型通信性能指标允许多用户干扰位于有利于符号检测的区域内，为处理多用户干扰提供更多可用的自由度，所形成的可行区域为图6.3中的绿色区域，对应的限制条件为

$$\begin{aligned} & \Re\{(\mathbf{h}_k^H + \mathbf{h}_{r,k}^H \Phi \mathbf{G}) \mathbf{x}[l] e^{-j\angle s_k[l]} - \sigma_k \sqrt{\Gamma_k}\} \sin \theta \\ & - |\Im\{(\mathbf{h}_k^H + \mathbf{h}_{r,k}^H \Phi \mathbf{G}) \mathbf{x}[l] e^{-j\angle s_k[l]}\}| \cos \theta \geq 0, \quad \forall k, \forall l \end{aligned} \quad (6.18)$$

该式等价地整理为

$$\Re\left\{(\mathbf{h}_k^H + \mathbf{h}_{r,k}^H \Phi \mathbf{G}) \mathbf{x}[l] \frac{e^{-j\angle s_k[l]} (\sin \theta \pm e^{-j\pi/2} \cos \theta)}{\sigma_k \sqrt{\Gamma_k} \sin \theta}\right\} \geq 1 \quad (6.19)$$

综上所述，ZF 型通信度量迫使多用户干扰与期望符号方向相同，从而完全消除多用户干扰，但同时极大地限制了波形优化的自由度，不利于感知性能的提升；CI 型通信

度量允许多用户干扰处于整个有益干扰区域，从而获得了最大的波形优化自由度，可以在保证通信质量的同时最大化感知性能；而 MMSE 型通信度量为前两者的折中，以一定的多用户干扰均方误差为代价，换来了更多的波形优化自由度，从而一定程度提升了感知性能。因此，在相同的通信信噪比要求 Γ_k 下，上述通信度量限制下的波形设计方案将实现不同的目标检测性能和通信性能。具体来说，ZF 型通信限制下的方案将获得最差的目标检测性能和最佳的通信性能，而 CI 型通信限制下的方案则实现相反的结果。

为了将上述通信性能度量 (6.16)~(6.19) 整理为关于发射波形 \mathbf{x} 和 RIS 反射系数 ϕ 的表达式，将发射信号 $\mathbf{x}[l]$, $\forall l$ 堆叠起来，并利用变换 $\mathbf{h}_{r,k}^H \Phi = \phi^T \text{diag}\{\mathbf{h}_{r,k}^H\} \mathbf{G}$ ，因此无噪声接收信号 $\tilde{r}_k[l]$ 整理为

$$\tilde{r}_k[l] = [\mathbf{e}_l^T \otimes (\mathbf{h}_k^H + \phi^T \text{diag}\{\mathbf{h}_{r,k}^H\} \mathbf{G})] \mathbf{x} \quad (6.20)$$

式中 \mathbf{e}_l 为单位阵 \mathbf{I}_L 的第 l 列。通过定义

$$\mathbf{h}_{k,l} \triangleq \mathbf{e}_l \otimes \mathbf{h}_k \quad (6.21a)$$

$$\mathbf{G}_k \triangleq \mathbf{I}_L \otimes \text{diag}\{\mathbf{h}_{r,k}^H\} \mathbf{G} \quad (6.21b)$$

$$\gamma_{k,l}^{\text{ZF}} \triangleq \sigma_k \sqrt{\Gamma_k} s_k[l] \quad (6.21c)$$

$$\gamma_{k,l}^{\text{CI}} \triangleq \frac{e^{-j\angle s_k[l]} (\sin \theta \pm e^{-j\pi/2} \cos \theta)}{\sigma_k \sqrt{\Gamma_k} \sin \theta} \quad (6.21d)$$

将 ZF 型、MMSE 型和 CI 型的通信限制条件重新整理为

$$[\mathbf{h}_{k,l}^H + (\mathbf{e}_l^T \otimes \phi^T) \mathbf{G}_k] \mathbf{x} = \alpha_{k,l} \gamma_{k,l}^{\text{ZF}}, \quad \alpha_{k,l} \geq 1, \quad \forall k, \forall l \quad (6.22a)$$

$$|[\mathbf{h}_{k,l}^H + (\mathbf{e}_l^T \otimes \phi^T) \mathbf{G}_k] \mathbf{x} - \alpha_{k,l} \gamma_{k,l}^{\text{ZF}}|^2 \leq \epsilon, \quad \alpha_{k,l} \geq 1, \quad \forall k, \forall l \quad (6.22b)$$

$$\Re\{\gamma_{k,l}^{\text{CI}} [\mathbf{h}_{k,l}^H + (\mathbf{e}_l^T \otimes \phi^T) \mathbf{G}_k] \mathbf{x}\} \geq 1, \quad \forall k, \forall l \quad (6.22c)$$

在实际应用中，需要根据不同的需求选择其中一个通信性能指标作为联合设计通感一体化波形和 RIS 反射系数的限制条件。值得注意的是，ZF 型和 MMSE 型通信指标中还引入了待优化的放大因子 $\alpha_{k,l}$ 。

6.4 问题建模与等价转化

基于上述建模，本章旨在联合设计发射波形 \mathbf{x} 、放缩系数 $\boldsymbol{\alpha} \triangleq [\alpha_{1,1}, \alpha_{1,2}, \dots, \alpha_{K,L}]^T$ 、接收滤波器 \mathbf{w} 和反射系数 ϕ 来最大化雷达输出 SINR，同时满足 (6.22) 中某个通信性能度量下的限制条件、RIS 反射系数的恒模约束和发射波形的恒模约束 (6.12)。因此，RIS

辅助通感一体化系统中的联合优化问题建模为

$$\max_{\mathbf{x}, \alpha, \mathbf{w}, \phi} \frac{\varsigma_0^2 |\mathbf{w}^H \tilde{\mathbf{H}}_0(\phi) \mathbf{x}|^2}{\mathbf{w}^H \left[\sum_{q=1}^Q \varsigma_q^2 \tilde{\mathbf{H}}_q(\phi) \mathbf{x} \mathbf{x}^H \tilde{\mathbf{H}}_q^H(\phi) + \varsigma_z^2 \mathbf{I}_{ML} \right] \mathbf{w}} \quad (6.23a)$$

$$\text{s.t. } (6.22a) \text{ or } (6.22b) \text{ or } (6.22c) \quad (6.23b)$$

$$|x_i| = \sqrt{P/N_t}, \quad \forall i \quad (6.23c)$$

$$|\phi_n| = 1, \quad \forall n \quad (6.23d)$$

容易观察到，在给定发射波形 \mathbf{x} 、放缩系数 α 和 RIS 反射系数 ϕ 后，关于接收滤波器 \mathbf{w} 的优化问题可以转化为以下的 MVDR 问题

$$\min_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H \left[\sum_{q=1}^Q \varsigma_q^2 \tilde{\mathbf{H}}_q(\phi) \mathbf{x} \mathbf{x}^H \tilde{\mathbf{H}}_q^H(\phi) + \varsigma_z^2 \mathbf{I} \right] \mathbf{w} \quad (6.24a)$$

$$\text{s.t. } \mathbf{w}^H \tilde{\mathbf{H}}_0(\phi) \mathbf{x} = 1 \quad (6.24b)$$

该问题的最优解可以计算为

$$\mathbf{w}^* = \frac{\left[\sum_{q=1}^Q \varsigma_q^2 \tilde{\mathbf{H}}_q(\phi) \mathbf{x} \mathbf{x}^H \tilde{\mathbf{H}}_q^H(\phi) + \varsigma_z^2 \mathbf{I} \right]^{-1} \tilde{\mathbf{H}}_0(\phi) \mathbf{x}}{\mathbf{x}^H \tilde{\mathbf{H}}_0^H(\phi) \left[\sum_{q=1}^Q \varsigma_q^2 \tilde{\mathbf{H}}_q(\phi) \mathbf{x} \mathbf{x}^H \tilde{\mathbf{H}}_q^H(\phi) + \varsigma_z^2 \mathbf{I} \right]^{-1} \tilde{\mathbf{H}}_0(\phi) \mathbf{x}} \quad (6.25)$$

将最优的接收滤波器 (6.25) 代入 (6.23a)，原始优化问题 (6.23) 转化为

$$\min_{\mathbf{x}, \alpha, \phi} -\mathbf{x}^H \tilde{\mathbf{H}}_0^H(\phi) \left[\sum_{q=1}^Q \varsigma_q^2 \tilde{\mathbf{H}}_q(\phi) \mathbf{x} \mathbf{x}^H \tilde{\mathbf{H}}_q^H(\phi) + \varsigma_z^2 \mathbf{I} \right]^{-1} \tilde{\mathbf{H}}_0(\phi) \mathbf{x} \quad (6.26a)$$

$$\text{s.t. } (6.22a) \text{ or } (6.22b) \text{ or } (6.22c) \quad (6.26b)$$

$$|x_i| = \sqrt{P/N_t}, \quad \forall i \quad (6.26c)$$

$$|\phi_n| = 1, \quad \forall n \quad (6.26d)$$

可以看到，由于复杂且非凸的双变量目标函数 (6.26a) 和变量 \mathbf{x} 和 ϕ 的恒模约束，问题 (6.26) 十分难以求解。为了解决这些难题，本章提出利用 ADMM 和 MM 的算法框架将其转化为几个容易求解的子问题，然后推导有效的迭代求解算法。

6.5 发射波形和反射系数联合设计

本节进行发射波形和反射系数的联合优化设计。为了求解问题 (6.26)，先针对恒模约束引入辅助变量，借助 ADMM 算法将问题转化为容易处理的增广拉格朗日函数，然

后使用 MM 算法推导其代理目标函数，最后基于 BCD 算法推导每个变量的求解算法。

(1) 基于 ADMM 算法的问题转化

为了处理非凸恒模约束(6.26c)和(6.26d)，先引入两个辅助变量 $\mathbf{y} \triangleq [y_1, y_2, \dots, y_{N_tL}]^T$ 和 $\boldsymbol{\varphi} \triangleq [\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_N]^T$ ，并将问题(6.26)转化为

$$\min_{\mathbf{x}, \boldsymbol{\alpha}, \mathbf{y}, \boldsymbol{\varphi}, \boldsymbol{\phi}} f_1(\mathbf{x}, \boldsymbol{\phi}) \triangleq -\mathbf{x}^H \tilde{\mathbf{H}}_0^H(\boldsymbol{\phi}) \left[\sum_{q=1}^Q \varsigma_q^2 \tilde{\mathbf{H}}_q(\boldsymbol{\phi}) \mathbf{x} \mathbf{x}^H \tilde{\mathbf{H}}_q^H(\boldsymbol{\phi}) + \varsigma_z^2 \mathbf{I} \right]^{-1} \tilde{\mathbf{H}}_0(\boldsymbol{\phi}) \mathbf{x} \quad (6.27a)$$

$$\text{s.t.} \quad (6.22a) \text{ or } (6.22b) \text{ or } (6.22c) \quad (6.27b)$$

$$|x_i| \leq \sqrt{P/N_t}, \quad \forall i \quad (6.27c)$$

$$|\phi_n| \leq 1, \quad \forall n \quad (6.27d)$$

$$|y_i| = \sqrt{P/N_t}, \quad \forall i \quad (6.27e)$$

$$|\varphi_n| = 1, \quad \forall n \quad (6.27f)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{x} \quad (6.27g)$$

$$\boldsymbol{\varphi} = \boldsymbol{\phi} \quad (6.27h)$$

为了使用 ADMM 算法框架，定义条件(6.27b)~(6.27f)对应的指示函数 $\mathbb{I}(\mathbf{x}, \boldsymbol{\alpha}, \mathbf{y}, \boldsymbol{\phi}, \boldsymbol{\varphi})$ ，以此将其转移到目标函数上。具体来说，当变量满足(6.27b)~(6.27f)时， $\mathbb{I}(\mathbf{x}, \boldsymbol{\alpha}, \mathbf{y}, \boldsymbol{\phi}, \boldsymbol{\varphi})$ 的值为0，反之为正无穷。因此，问题(6.27)转化为

$$\min_{\mathbf{x}, \boldsymbol{\alpha}, \mathbf{y}, \boldsymbol{\varphi}, \boldsymbol{\phi}} f_1(\mathbf{x}, \boldsymbol{\phi}) + \mathbb{I}(\mathbf{x}, \boldsymbol{\alpha}, \mathbf{y}, \boldsymbol{\phi}, \boldsymbol{\varphi}) \quad (6.28a)$$

$$\text{s.t.} \quad \mathbf{y} = \mathbf{x} \quad (6.28b)$$

$$\boldsymbol{\varphi} = \boldsymbol{\phi} \quad (6.28c)$$

该问题的最优解可以通过最小化对应的增广拉格朗日函数来获得。具体而言，问题(6.28)的增广拉格朗日函数为

$$\begin{aligned} \mathcal{L}(\mathbf{x}, \boldsymbol{\alpha}, \mathbf{y}, \boldsymbol{\phi}, \boldsymbol{\varphi}, \boldsymbol{\mu}_1, \boldsymbol{\mu}_2) &\triangleq f_1(\mathbf{x}, \boldsymbol{\phi}) + \mathbb{I}(\mathbf{x}, \boldsymbol{\alpha}, \mathbf{y}, \boldsymbol{\phi}, \boldsymbol{\varphi}) \\ &+ \frac{\rho}{2} \left\| \mathbf{x} - \mathbf{y} + \frac{\boldsymbol{\mu}_1}{\rho} \right\|^2 + \frac{\rho}{2} \left\| \boldsymbol{\phi} - \boldsymbol{\varphi} + \frac{\boldsymbol{\mu}_2}{\rho} \right\|^2 \end{aligned} \quad (6.29)$$

式中 $\rho > 0$ 为惩罚系数， $\boldsymbol{\mu}_1 \in \mathbb{C}^{N_tL}$ 和 $\boldsymbol{\mu}_2 \in \mathbb{C}^N$ 为对偶变量。可以看到，在移除等式约束(6.27g)和(6.27h)之后，最小化增广拉格朗日函数(6.29)的求解将比原始问题容易一些。然而，复杂非凸的函数 $f_1(\mathbf{x}, \boldsymbol{\phi})$ 严重阻碍了算法推导。因此，本节提出使用 MM 算法的思想，将其转化为一系列更简单的代理函数，然后迭代优化直到收敛。

(2) 基于 MM 算法的问题转化

具体来说，基于第 t 次迭代获得的解 \mathbf{x}_t 和 $\boldsymbol{\phi}_t$ ，需要为下一次迭代构建一个更易于处理的代理目标函数，该代理函数为原函数的上界，且在当前点 $(\mathbf{x}_t, \boldsymbol{\phi}_t)$ 处近似目标函数 $\mathcal{L}(\mathbf{x}, \boldsymbol{\alpha}, \mathbf{y}, \boldsymbol{\phi}, \boldsymbol{\varphi}, \boldsymbol{\mu}_1, \boldsymbol{\mu}_2)$ 。如上一章中的引理 5.1 所示，函数 $\mathbf{s}^H \mathbf{M}^{-1} \mathbf{s}$ 是关于变量 \mathbf{s} 和半正定矩阵 \mathbf{M} 的凸函数，其在点 $(\mathbf{s}_t, \mathbf{M}_t)$ 处的代理函数为

$$\mathbf{s}^H \mathbf{M}^{-1} \mathbf{s} \geq 2\Re\{\mathbf{s}_t^H \mathbf{M}_t^{-1} \mathbf{s}\} - \text{Tr}\{\mathbf{M}_t^{-1} \mathbf{s}_t \mathbf{s}_t^H \mathbf{M}_t^{-1} \mathbf{M}\} + c \quad (6.30)$$

式中 c 是与变量 \mathbf{s} 和 \mathbf{M} 无关的常数。因此，通过定义以下符号

$$\mathbf{s} \triangleq \tilde{\mathbf{H}}_0(\boldsymbol{\phi}) \mathbf{x} \quad (6.31a)$$

$$\mathbf{M} \triangleq \sum_{q=1}^Q \varsigma_q^2 \tilde{\mathbf{H}}_q(\boldsymbol{\phi}) \mathbf{x} \mathbf{x}^H \tilde{\mathbf{H}}_q^H(\boldsymbol{\phi}) + \varsigma_z^2 \mathbf{I} \quad (6.31b)$$

函数 $f_1(\mathbf{x}, \boldsymbol{\phi})$ 的一个代理函数为

$$f_1(\mathbf{x}, \boldsymbol{\phi}) \leq \text{Tr}\left\{\mathbf{M}_t^{-1} \mathbf{s}_t \mathbf{s}_t^H \mathbf{M}_t^{-1} \left[\sum_{q=1}^Q \varsigma_q^2 \tilde{\mathbf{H}}_q(\boldsymbol{\phi}) \mathbf{x} \mathbf{x}^H \tilde{\mathbf{H}}_q^H(\boldsymbol{\phi})\right]\right\} - 2\Re\{\mathbf{s}_t^H \mathbf{M}_t^{-1} \tilde{\mathbf{H}}_0(\boldsymbol{\phi}) \mathbf{x}\} + c_1 \quad (6.32)$$

式中 c_1 是与变量 \mathbf{x} 和 $\boldsymbol{\phi}$ 无关的常数，且有

$$\mathbf{s}_t \triangleq \tilde{\mathbf{H}}_0(\boldsymbol{\phi}_t) \mathbf{x}_t \quad (6.33a)$$

$$\mathbf{M}_t \triangleq \sum_{q=1}^Q \varsigma_q^2 \tilde{\mathbf{H}}_q(\boldsymbol{\phi}_t) \mathbf{x}_t \mathbf{x}_t^H \tilde{\mathbf{H}}_q^H(\boldsymbol{\phi}_t) + \varsigma_z^2 \mathbf{I} \quad (6.33b)$$

将 (6.32) 代入 (6.29)，函数 $\mathcal{L}(\mathbf{x}, \boldsymbol{\alpha}, \mathbf{y}, \boldsymbol{\phi}, \boldsymbol{\varphi}, \boldsymbol{\mu}_1, \boldsymbol{\mu}_2)$ 的代理函数表示为

$$\begin{aligned} \mathcal{L} &\leq \text{Tr}\left\{\mathbf{M}_t^{-1} \mathbf{s}_t \mathbf{s}_t^H \mathbf{M}_t^{-1} \left[\sum_{q=1}^Q \varsigma_q^2 \tilde{\mathbf{H}}_q(\boldsymbol{\phi}) \mathbf{x} \mathbf{x}^H \tilde{\mathbf{H}}_q^H(\boldsymbol{\phi})\right]\right\} - 2\Re\{\mathbf{s}_t^H \mathbf{M}_t^{-1} \tilde{\mathbf{H}}_0(\boldsymbol{\phi}) \mathbf{x}\} \\ &\quad + \frac{\rho}{2} \|\mathbf{x} - \mathbf{y} + \frac{\boldsymbol{\mu}_1}{\rho}\|^2 + \frac{\rho}{2} \|\boldsymbol{\phi} - \boldsymbol{\varphi} + \frac{\boldsymbol{\mu}_2}{\rho}\|^2 + \mathbb{I}(\mathbf{x}, \boldsymbol{\alpha}, \mathbf{y}, \boldsymbol{\phi}, \boldsymbol{\varphi}) + c_1 \end{aligned} \quad (6.34)$$

这是一个更容易处理的多变量函数，接下来将通过迭代更新 $\mathbf{x}, \boldsymbol{\alpha}, \mathbf{y}, \boldsymbol{\phi}, \boldsymbol{\varphi}, \boldsymbol{\mu}_1, \boldsymbol{\mu}_2$ 来实现增广拉格朗日函数 $\mathcal{L}(\mathbf{x}, \boldsymbol{\alpha}, \mathbf{y}, \boldsymbol{\phi}, \boldsymbol{\varphi}, \boldsymbol{\mu}_1, \boldsymbol{\mu}_2)$ 的最小化，并求得原问题的解。

(3) 更新变量 \mathbf{x} 和 $\boldsymbol{\alpha}$

为了公式简洁性，定义矩阵 $\mathbf{D}_t \triangleq \sum_{q=1}^Q \varsigma_q^2 \tilde{\mathbf{H}}_q^H(\boldsymbol{\phi}_t) \mathbf{M}_t^{-1} \mathbf{s}_t \mathbf{s}_t^H \mathbf{M}_t^{-1} \tilde{\mathbf{H}}_q(\boldsymbol{\phi}_t) + \frac{\rho}{2} \mathbf{I}_{N_t L}$ 和向量 $\mathbf{d}_t \triangleq -2\tilde{\mathbf{H}}_0^H(\boldsymbol{\phi}_t) \mathbf{M}_t^{-1} \mathbf{s}_t - \rho \mathbf{y}_t + \boldsymbol{\mu}_1$ ， $\tilde{\mathbf{h}}_{k,l} \triangleq \mathbf{h}_{k,l}^H + (\mathbf{e}_l^T \otimes \boldsymbol{\phi}_t^T) \mathbf{G}_k$ ，则在给定 $\mathbf{y}_t, \boldsymbol{\phi}_t, \boldsymbol{\varphi}_t, \boldsymbol{\mu}_1$

和 μ_2 时, 更新发射信号 \mathbf{x} 和缩放因子 α 的优化问题为

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{x}, \alpha} \quad & \text{Tr} \left\{ \mathbf{M}_t^{-1} \mathbf{s}_t \mathbf{s}_t^H \mathbf{M}_t^{-1} \left[\sum_{q=1}^Q \varsigma_q^2 \tilde{\mathbf{H}}_q(\phi_t) \mathbf{x} \mathbf{x}^H \tilde{\mathbf{H}}_q^H(\phi_t) \right] \right\} - 2\Re \{ \mathbf{s}_t^H \mathbf{M}_t^{-1} \tilde{\mathbf{H}}_0(\phi_t) \mathbf{x} \} \\ & + \frac{\rho}{2} \left\| \mathbf{x} - \mathbf{y}_t + \frac{\boldsymbol{\mu}_1}{\rho} \right\|^2 + \mathbb{I}(\mathbf{x}, \alpha, \mathbf{y}_t, \phi_t, \varphi_t) \end{aligned} \quad (6.35)$$

利用 $\mathbb{I}(\mathbf{x}, \alpha, \mathbf{y}_t, \phi_t, \varphi_t)$ 的定义, 并省略与优化变量无关的常数项, 将问题 (6.35) 整理为

$$\min_{\mathbf{x}, \alpha} \quad \mathbf{x}^H \mathbf{D}_t \mathbf{x} + \Re \{ \mathbf{d}_t^H \mathbf{x} \} \quad (6.36a)$$

$$\text{s.t.} \quad \tilde{\mathbf{h}}_{k,l}^H \mathbf{x} = \alpha_{k,l} \gamma_{k,l}^{\text{ZF}}, \quad \alpha_{k,l} \geq 1, \quad \forall k, \forall l \quad (6.36b)$$

$$\text{or} \quad \left| \tilde{\mathbf{h}}_{k,l}^H \mathbf{x} - \alpha_{k,l} \gamma_{k,l}^{\text{ZF}} \right|^2 \leq \epsilon, \quad \alpha_{k,l} \geq 1, \quad \forall k, \forall l \quad (6.36c)$$

$$\text{or} \quad \Re \{ \gamma_{k,l}^{\text{CI}} \tilde{\mathbf{h}}_{k,l}^H \mathbf{x} \} \geq 1, \quad \forall k, \forall l \quad (6.36d)$$

$$|x_i| \leq \sqrt{P/N_t}, \quad \forall i \quad (6.36e)$$

显然问题 (6.36) 是一个凸优化问题, 可以使用诸多已有算法或工具包来获得其最优解。

(4) 更新辅助变量 \mathbf{y}

给定 $\mathbf{x}_t, \alpha_t, \phi_t, \varphi_t, \mu_1$ 和 μ_2 , 更新辅助变量 \mathbf{y} 的优化问题可以表示为

$$\min_{\mathbf{y}} \quad \left\| \mathbf{x}_t - \mathbf{y} + \frac{\boldsymbol{\mu}_1}{\rho} \right\|^2 \quad (6.37a)$$

$$\text{s.t.} \quad |y_i| = \sqrt{P/N_t}, \quad \forall i \quad (6.37b)$$

通过相位对齐很容易求得该问题的最优解为

$$\mathbf{y}^* = \sqrt{P/N_t} e^{j\angle(\rho \mathbf{x}_t + \boldsymbol{\mu}_1)} \quad (6.38)$$

(5) 更新变量 ϕ

更新 $\mathbf{x}_t, \alpha_t, \mathbf{y}_t, \varphi_t, \mu_1$ 和 μ_2 后, 求解反射系数 ϕ 的优化问题可以表示为

$$\begin{aligned} \min_{\phi} \quad & f_2(\phi) \triangleq \text{Tr} \left\{ \mathbf{M}_t^{-1} \mathbf{s}_t \mathbf{s}_t^H \mathbf{M}_t^{-1} \left[\sum_{q=1}^Q \varsigma_q^2 \tilde{\mathbf{H}}_q(\phi) \mathbf{x}_t \mathbf{x}_t^H \tilde{\mathbf{H}}_q^H(\phi) \right] \right\} - 2\Re \{ \mathbf{s}_t^H \mathbf{M}_t^{-1} \tilde{\mathbf{H}}_0(\phi) \mathbf{x}_t \} \\ & + \frac{\rho}{2} \left\| \phi - \varphi_t + \frac{\boldsymbol{\mu}_2}{\rho} \right\|^2 \end{aligned} \quad (6.39a)$$

$$\text{s.t.} \quad (6.22a) \text{ or } (6.22b) \text{ or } (6.22c) \quad (6.39b)$$

$$|\phi_n| \leq 1, \quad \forall n \quad (6.39c)$$

观察发现，变量 ϕ 隐含在函数 $\tilde{\mathbf{H}}_0(\phi)$ 和 $\tilde{\mathbf{H}}_q(\phi)$, $\forall q$ ，以及一些克罗内克积项中，这对于问题优化是十分不利的。因此，本节先将问题 (6.39) 等价地转化为一个有利于优化的形式，然后推导变量 ϕ 的解。根据附录B中的证明，问题 (6.39) 可以等价转化为如下问题

$$\begin{aligned} \min_{\phi} f_2(\phi) &= \phi^H \mathbf{F}_t \phi + \Re\{\phi^H \mathbf{f}_t\} + \mathbf{v}^H \mathbf{F}_{v,t} \mathbf{v} + \Re\{\mathbf{v}^H \mathbf{f}_{v,t}\} + \Re\{\mathbf{v}^H \mathbf{L}_t \phi\} + c_2 \\ &\quad + \frac{\rho}{2} \left\| \phi - \varphi_t + \frac{\boldsymbol{\mu}_2}{\rho} \right\|^2 \end{aligned} \quad (6.40a)$$

$$\text{s.t. } \mathbf{h}_{k,l}^H \mathbf{x} + \tilde{\mathbf{g}}_{k,l}^T \phi = \alpha_{k,l} \gamma_{k,l}^{\text{ZF}}, \quad \alpha_{k,l} \geq 1, \quad \forall k, \forall l \quad (6.40b)$$

$$\text{or } |\mathbf{h}_{k,l}^H \mathbf{x} + \tilde{\mathbf{g}}_{k,l}^T \phi - \alpha_{k,l} \gamma_{k,l}^{\text{ZF}}|^2 \leq \epsilon, \quad \alpha_{k,l} \geq 1, \quad \forall k, \forall l \quad (6.40c)$$

$$\text{or } \Re\{\gamma_{k,l}^{\text{CI}} (\mathbf{h}_{k,l}^H \mathbf{x} + \tilde{\mathbf{g}}_{k,l}^T \phi)\} \geq 1, \quad \forall k, \forall l \quad (6.40d)$$

$$|\phi_n| \leq 1, \quad \forall n \quad (6.40e)$$

式中 $\mathbf{v} \triangleq \text{vec}\{\phi \phi^T\} = \phi \otimes \phi$, \mathbf{F}_t , \mathbf{f}_t , $\mathbf{F}_{v,t}$, $\mathbf{f}_{v,t}$ 和 \mathbf{L}_t 的表达式在式 (B.11) 中，且矩阵 \mathbf{F}_t 和 $\mathbf{F}_{v,t}$ 是半正定的。可以观察到，由于目标函数中的非凸项 $\mathbf{v}^H \mathbf{F}_{v,t} \mathbf{v}$, $\Re\{\mathbf{v}^H \mathbf{f}_{v,t}\}$ 和 $\Re\{\mathbf{v}^H \mathbf{L}_t \phi\}$ ，问题 (6.40) 是非凸的。为了处理目标函数 $f_2(\phi)$ 中的非凸项，接下来将利用二阶泰勒展开推导其凸的代理函数。

由于 $\mathbf{F}_{v,t}$ 是一个半正定的厄米特矩阵，函数 $\mathbf{v}^H \mathbf{F}_{v,t} \mathbf{v}$ 关于变量 \mathbf{v} 的一个代理函数为

$$\mathbf{v}^H \mathbf{F}_{v,t} \mathbf{v} \leq \lambda_1 \mathbf{v}^H \mathbf{v} + 2\Re\{\mathbf{v}^H (\mathbf{F}_{v,t} - \lambda_1 \mathbf{I}_{N^2}) \mathbf{v}_t\} + \mathbf{v}_t^H (\lambda_1 \mathbf{I}_{N^2} - \mathbf{F}_{v,t}) \mathbf{v}_t \quad (6.41)$$

式中 λ_1 是矩阵 $\mathbf{F}_{v,t}$ 所有特征值的上界。考虑到对维度为 $N^2 \times N^2$ 的矩阵进行特征值分解的复杂度十分高，本节直接使用矩阵 $\mathbf{F}_{v,t}$ 的迹作为其特征值上界，即 $\lambda_1 = \text{Tr}\{\mathbf{F}_{v,t}\}$ 。而且，由于矩阵 $\mathbf{F}_{v,t}$ 是 Q 个秩一矩阵的和，它的迹可以直接计算为

$$\lambda_1 = \text{Tr}\{\mathbf{F}_{v,t}\} = 2 \sum_{q=1}^Q \varsigma_q^2 \|\tilde{\mathbf{D}}_{q,t}\|_F^2 \quad (6.42)$$

式中 $\tilde{\mathbf{D}}_{q,t} \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 的定义在式 (B.10a) 中。值得一提的是，利用式 (6.42) 可以避免存储维度较大的矩阵 $\mathbf{F}_{v,t}$ ，这将显著节省计算机资源。此外，考虑到式 (6.40e) 中的幅值限制，四次幂函数 $\mathbf{v}^H \mathbf{v}$ 的上界为

$$\mathbf{v}^H \mathbf{v} = (\phi \otimes \phi)^H (\phi \otimes \phi) = (\phi^H \phi) \otimes (\phi^H \phi) \leq N^2 \quad (6.43)$$

因此，关于变量 \mathbf{v} 的函数 $\mathbf{v}^H \mathbf{F}_{v,t} \mathbf{v}$ 的一个代理函数为

$$\mathbf{v}^H \mathbf{F}_{v,t} \mathbf{v} \leq \Re\{\mathbf{v}^H \tilde{\mathbf{f}}_{v,t}\} + c_3 \quad (6.44)$$

式中标量 c_3 和变量 \mathbf{v} 无关, 且定义

$$\tilde{\mathbf{f}}_{v,t} \triangleq 2(\mathbf{F}_{v,t} - \lambda_1 \mathbf{I}_{N^2})\mathbf{v}_t \quad (6.45)$$

随后, 将 (6.40a) 中的第四项加到 (6.44) 中, 并利用 $\mathbf{v} \triangleq \boldsymbol{\phi} \otimes \boldsymbol{\phi}$ 得到

$$\mathbf{v}^H \mathbf{F}_{v,t} \mathbf{v} + \Re\{\mathbf{v}^H \mathbf{f}_{v,t}\} \leq \Re\{\mathbf{v}^H (\tilde{\mathbf{f}}_{v,t} + \mathbf{f}_{v,t})\} + c_3 = \Re\{\boldsymbol{\phi}^H \tilde{\mathbf{F}}_{v,t} \boldsymbol{\phi}^*\} + c_3 \quad (6.46)$$

式中 $\tilde{\mathbf{F}}_{v,t} \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 是向量 $\tilde{\mathbf{f}}_{v,t} + \mathbf{f}_{v,t}$ 的矩阵形式, 即 $\tilde{\mathbf{f}}_{v,t} + \mathbf{f}_{v,t} = \text{vec}\{\tilde{\mathbf{F}}_{v,t}\}$ 。如式 (6.45) 所示, 向量 $\tilde{\mathbf{f}}_{v,t}$ 需要由矩阵 $\mathbf{F}_{v,t}$ 计算得来, 其维度为 $N^2 \times N^2$ 。为了提升算法的运行速度并节省计算机资源, 本节提出直接推导矩阵 $\tilde{\mathbf{F}}_{v,t}$ 的表达式, 跳过构建中间变量 $\mathbf{F}_{v,t}$ 的步骤。根据附录B中的证明, 矩阵 $\tilde{\mathbf{F}}_{v,t}$ 可以表示为

$$\tilde{\mathbf{F}}_{v,t} = 4 \sum_{q=1}^Q \zeta_q^2 (\boldsymbol{\phi}_t^T \tilde{\mathbf{D}}_{q,t}^H \boldsymbol{\phi}_t + \mathbf{s}_t^H \mathbf{M}_t^{-1} \mathbf{a}_q) \tilde{\mathbf{D}}_{q,t} - 2\tilde{\mathbf{D}}_{0,t} - 2\lambda_1 \boldsymbol{\phi}_t \boldsymbol{\phi}_t^T \quad (6.47)$$

式中所有矩阵的维度为 $N \times N$, 向量的维度为 N 。因此, 与计算维度为 $N^2 \times N^2$ 的矩阵 $\mathbf{F}_{v,t}$ 相比, 所提方法将显著降低计算的复杂度和存储空间。

因为 (6.46) 中的实值函数 $\Re\{\boldsymbol{\phi}^H \tilde{\mathbf{F}}_{v,t} \boldsymbol{\phi}^*\}$ 关于变量 $\boldsymbol{\phi}$ 依然是非凸的, 本节进一步将复数值变量转换为实数形式, 并利用二阶泰勒展开来寻找凸代理函数。具体来说, 利用二阶泰勒展开推导获得一个凸代理函数为

$$\Re\{\boldsymbol{\phi}^H \tilde{\mathbf{F}}_{v,t} \boldsymbol{\phi}^*\} = \bar{\boldsymbol{\phi}}^T \bar{\mathbf{F}}_{v,t} \bar{\boldsymbol{\phi}} \quad (6.48a)$$

$$\leq \bar{\boldsymbol{\phi}}_t^T \bar{\mathbf{F}}_{v,t} \bar{\boldsymbol{\phi}}_t + \bar{\boldsymbol{\phi}}_t^T (\bar{\mathbf{F}}_{v,t} + \bar{\mathbf{F}}_{v,t}^T) (\bar{\boldsymbol{\phi}} - \bar{\boldsymbol{\phi}}_t) + \frac{\lambda_2}{2} (\bar{\boldsymbol{\phi}} - \bar{\boldsymbol{\phi}}_t)^T (\bar{\boldsymbol{\phi}} - \bar{\boldsymbol{\phi}}_t) \quad (6.48b)$$

$$= \frac{\lambda_2}{2} \bar{\boldsymbol{\phi}}^T \bar{\boldsymbol{\phi}} + \Re\{\bar{\boldsymbol{\phi}}^T \bar{\mathbf{f}}_{v,t}\} + c_4 \quad (6.48c)$$

$$= \frac{\lambda_2}{2} \boldsymbol{\phi}^H \boldsymbol{\phi} + \Re\{\boldsymbol{\phi}^H \mathbf{U} \bar{\mathbf{f}}_{v,t}\} + c_4 \quad (6.48d)$$

式中 λ_2 为海森阵 $(\bar{\mathbf{F}}_{v,t} + \bar{\mathbf{F}}_{v,t}^T)$ 的最大特征值, 标量 c_4 是一个与变量 $\bar{\boldsymbol{\phi}}$ 无关的常数, $\bar{\mathbf{f}}_{v,t} \triangleq (\bar{\mathbf{F}}_{v,t} + \bar{\mathbf{F}}_{v,t}^T - \lambda_2 \mathbf{I}_{2N}) \bar{\boldsymbol{\phi}}_t$, 且定义以下实数向量/矩阵

$$\bar{\boldsymbol{\phi}} \triangleq [\Re\{\boldsymbol{\phi}^T\} \ \Im\{\boldsymbol{\phi}^T\}]^T \quad (6.49a)$$

$$\bar{\mathbf{F}}_{v,t} \triangleq \begin{bmatrix} \Re\{\tilde{\mathbf{F}}_{v,t}\} & \Im\{\tilde{\mathbf{F}}_{v,t}\} \\ \Im\{\tilde{\mathbf{F}}_{v,t}\} & -\Re\{\tilde{\mathbf{F}}_{v,t}\} \end{bmatrix} \quad (6.49b)$$

通过使用矩阵 $\mathbf{U} \triangleq [\mathbf{I}_N \ \mathbf{J} \mathbf{I}_N]$ 可以实现 $\Re\{\bar{\boldsymbol{\phi}}^T \bar{\mathbf{f}}_{v,t}\} = \Re\{\boldsymbol{\phi}^H \mathbf{U} \bar{\mathbf{f}}_{v,t}\}$ 。基于式 (6.46) 和 (6.48)

中的推导结果，得到

$$\mathbf{v}^H \mathbf{F}_{v,t} \mathbf{v} + \Re\{\mathbf{v}^H \mathbf{f}_{v,t}\} \leq \frac{\lambda_2}{2} \boldsymbol{\phi}^H \boldsymbol{\phi} + \Re\{\boldsymbol{\phi}^H \mathbf{U} \bar{\mathbf{f}}_{v,t}\} + c_3 + c_4 \quad (6.50)$$

这是目标函数 (6.40a) 中第三项加第四项的一个凸代理函数。

接下来推导目标函数 (6.40a) 中第五项 $\Re\{\mathbf{v}^H \mathbf{L}_t \boldsymbol{\phi}\}$ 的一个容易处理的代理函数。先利用 (B.11e) 中矩阵 \mathbf{L}_t 的表达式和等式 $\mathbf{v} = \boldsymbol{\phi} \otimes \boldsymbol{\phi}$ ，将 $\Re\{\mathbf{v}^H \mathbf{L}_t \boldsymbol{\phi}\}$ 整理为

$$\Re\{\mathbf{v}^H \mathbf{L}_t \boldsymbol{\phi}\} = 4 \sum_{q=1}^Q \varsigma_q^2 \Re\{(\boldsymbol{\phi}^H \otimes \boldsymbol{\phi}^H) \text{vec}\{\tilde{\mathbf{D}}_{q,t}\} \tilde{\mathbf{c}}_{q,t}^H \boldsymbol{\phi}\} \quad (6.51a)$$

$$= 4 \sum_{q=1}^Q \varsigma_q^2 \Re\{\tilde{\mathbf{c}}_{q,t}^H \boldsymbol{\phi} \boldsymbol{\phi}^H \tilde{\mathbf{D}}_{q,t} \boldsymbol{\phi}^*\} \quad (6.51b)$$

根据式 (6.49) 中的定义以及

$$\bar{\mathbf{c}}_{q,t,1} \triangleq [\Re\{\tilde{\mathbf{c}}_{q,t}^T\} \ \Im\{\tilde{\mathbf{c}}_{q,t}^T\}]^T, \quad \bar{\mathbf{c}}_{q,t,2} \triangleq [\Im\{\tilde{\mathbf{c}}_{q,t}^T\} \ - \Re\{\tilde{\mathbf{c}}_{q,t}^T\}]^T \quad (6.52a)$$

$$\bar{\mathbf{D}}_{q,t,1} \triangleq \begin{bmatrix} \Re\{\tilde{\mathbf{D}}_{q,t}\} & \Im\{\tilde{\mathbf{D}}_{q,t}\} \\ \Im\{\tilde{\mathbf{D}}_{q,t}\} & -\Re\{\tilde{\mathbf{D}}_{q,t}\} \end{bmatrix}, \quad \bar{\mathbf{D}}_{q,t,2} \triangleq \begin{bmatrix} \Im\{\tilde{\mathbf{D}}_{q,t}\} & -\Re\{\tilde{\mathbf{D}}_{q,t}\} \\ -\Re\{\tilde{\mathbf{D}}_{q,t}\} & -\Im\{\tilde{\mathbf{D}}_{q,t}\} \end{bmatrix} \quad (6.52b)$$

函数 $\Re\{\mathbf{v}^H \mathbf{L}_t \boldsymbol{\phi}\}$ 的实值形式为

$$f_3(\bar{\boldsymbol{\phi}}) \triangleq \Re\{\mathbf{v}^H \mathbf{L}_t \boldsymbol{\phi}\} = 4 \sum_{q=1}^Q \varsigma_q^2 \sum_{i=1}^2 \bar{\mathbf{c}}_{q,t,i}^T \bar{\boldsymbol{\phi}} \bar{\boldsymbol{\phi}}^T \bar{\mathbf{D}}_{q,t,i} \bar{\boldsymbol{\phi}} \quad (6.53)$$

该函数的一阶和二阶导数分别为

$$\nabla f_3(\bar{\boldsymbol{\phi}}) = 4 \sum_{q=1}^Q \varsigma_q^2 \sum_{i=1}^2 [\bar{\mathbf{c}}_{q,t,i}^T \bar{\boldsymbol{\phi}} (\bar{\mathbf{D}}_{q,t,i} + \bar{\mathbf{D}}_{q,t,i}^T) \bar{\boldsymbol{\phi}} + \bar{\boldsymbol{\phi}}^T \bar{\mathbf{D}}_{q,t,i} \bar{\boldsymbol{\phi}} \bar{\mathbf{c}}_{q,t,i}]$$

$$\nabla^2 f_3(\bar{\boldsymbol{\phi}}) = 4 \sum_{q=1}^Q \varsigma_q^2 \sum_{i=1}^2 [(\bar{\mathbf{D}}_{q,t,i} + \bar{\mathbf{D}}_{q,t,i}^T) \bar{\boldsymbol{\phi}} \bar{\mathbf{c}}_{q,t,i}^T + (\bar{\mathbf{c}}_{q,t,i} \bar{\boldsymbol{\phi}}^T + \bar{\boldsymbol{\phi}}^T \bar{\mathbf{c}}_{q,t,i}) (\bar{\mathbf{D}}_{q,t,i} + \bar{\mathbf{D}}_{q,t,i}^T)]$$

利用 $\nabla f_3(\bar{\boldsymbol{\phi}})$ 和 $\nabla^2 f_3(\bar{\boldsymbol{\phi}})$ ，函数 $f_3(\bar{\boldsymbol{\phi}})$ 的一个代理函数可以表示为

$$f_3(\bar{\boldsymbol{\phi}}) \leq f_3(\bar{\boldsymbol{\phi}}_t) + (\nabla f_3(\bar{\boldsymbol{\phi}}_t))^T (\bar{\boldsymbol{\phi}} - \bar{\boldsymbol{\phi}}_t) + \frac{\lambda_3}{2} (\bar{\boldsymbol{\phi}} - \bar{\boldsymbol{\phi}}_t)^T (\bar{\boldsymbol{\phi}} - \bar{\boldsymbol{\phi}}_t) \quad (6.55a)$$

$$= \frac{\lambda_3}{2} \bar{\boldsymbol{\phi}}^T \bar{\boldsymbol{\phi}} + \bar{\boldsymbol{\phi}}^T \bar{\boldsymbol{\ell}}_t + c_5 \quad (6.55b)$$

$$= \frac{\lambda_3}{2} \boldsymbol{\phi}^H \boldsymbol{\phi} + \Re\{\boldsymbol{\phi}^H \mathbf{U} \bar{\boldsymbol{\ell}}_t\} + c_5 \quad (6.55c)$$

式中, λ_3 为海森阵 $\nabla^2 f_3(\bar{\phi})$ 的最大特征值, 标量 c_5 与变量 $\bar{\phi}$ 无关, 且有定义

$$\bar{\ell}_t \triangleq \nabla f_3(\bar{\phi}_t) - \lambda_3 \bar{\phi}_t \quad (6.56)$$

根据 (6.50) 和 (6.55c) 中的结果, 目标函数 (6.40a) 的一个代理函数推导为

$$f_2(\phi) \leq \phi^H \mathbf{F}_t \phi + \Re\{\phi^H \mathbf{f}_t\} + \frac{\lambda_2}{2} \phi^H \phi + \Re\{\phi^H \mathbf{U} \bar{\mathbf{f}}_{v,t}\} + c_3 + c_4 \quad (6.57a)$$

$$+ \frac{\lambda_3}{2} \phi^H \phi + \Re\{\phi^H \mathbf{U} \bar{\ell}_t\} + c_5 + c_2 + \frac{\rho}{2} \|\phi - \varphi_t + \frac{\mu_2}{\rho}\|^2 \quad (6.57b)$$

$$= \phi^H \tilde{\mathbf{F}}_t \phi + \Re\{\phi^H \tilde{\mathbf{f}}_t\} + c_6 \quad (6.57c)$$

式中定义 $\tilde{\mathbf{F}}_t \triangleq \mathbf{F}_t + (\lambda_2 + \lambda_3 + \rho)/2\mathbf{I}_N$, $\tilde{\mathbf{f}}_t \triangleq \mathbf{f}_t + \mathbf{U} \bar{\mathbf{f}}_{v,t} + \mathbf{U} \bar{\ell}_t - \rho \varphi_t + \mu_2$, $c_6 \triangleq c_2 + c_3 + c_4 + c_5 + \rho/2 \|\varphi_t - \mu_2/\rho\|^2$ 。因此, 更新 ϕ 的优化问题可以表示为

$$\min_{\phi} \phi^H \tilde{\mathbf{F}}_t \phi + \Re\{\phi^H \tilde{\mathbf{f}}_t\} \quad (6.58a)$$

$$\text{s.t. } \mathbf{h}_{k,l}^H \mathbf{x} + \tilde{\mathbf{g}}_{k,l}^T \phi = \alpha_{k,l} \gamma_{k,l}^{\text{ZF}}, \quad \alpha_{k,l} \geq 1, \quad \forall k, \forall l \quad (6.58b)$$

$$\text{or } |\mathbf{h}_{k,l}^H \mathbf{x} + \tilde{\mathbf{g}}_{k,l}^T \phi - \alpha_{k,l} \gamma_{k,l}^{\text{ZF}}|^2 \leq \epsilon, \quad \alpha_{k,l} \geq 1, \quad \forall k, \forall l \quad (6.58c)$$

$$\text{or } \Re\{\gamma_{k,l}^{\text{CI}} (\mathbf{h}_{k,l}^H \mathbf{x} + \tilde{\mathbf{g}}_{k,l}^T \phi)\} \geq 1, \quad \forall k, \forall l \quad (6.58d)$$

$$|\phi_n| \leq 1, \quad \forall n \quad (6.58e)$$

这显然是一个凸优化问题, 因此很容易获得其最优解。

(6) 更新辅助变量 φ

给定 \mathbf{x}_t , $\boldsymbol{\alpha}_t$, \mathbf{y}_t , ϕ_t , μ_1 和 μ_2 , 更新辅助变量 φ 的优化问题可以表示为

$$\min_{\varphi} \|\phi_t - \varphi + \frac{\mu_2}{\rho}\|^2 \quad (6.59a)$$

$$\text{s.t. } |\varphi_n| = 1, \quad \forall n \quad (6.59b)$$

很容易推导得到辅助变量 φ 的最优解为

$$\varphi^* = e^{j\angle(\rho\phi_t + \mu_2)} \quad (6.60)$$

(7) 更新对偶变量 μ_1 和 μ_2

更新 \mathbf{x}_t , $\boldsymbol{\alpha}_t$, \mathbf{y}_t , ϕ_t 和 φ_t 后, 对偶变量 μ_1 和 μ_2 根据下式进行更新

$$\mu_1 := \mu_1 + \rho(\mathbf{x}_t - \mathbf{y}_t), \quad \mu_2 := \mu_2 + \rho(\phi_t - \varphi_t) \quad (6.61)$$

表 6.2 发射波形和反射系数联合设计算法

Tab. 6.2 Joint transmit waveform and reflection coefficients design algorithm

发射波形和反射系数联合设计算法
输入: $\mathbf{A}_0, \mathbf{B}_0, \mathbf{h}_t, \zeta_z^2, P, \mathbf{A}_q, \mathbf{B}_q, \mathbf{h}_{c,q}, \zeta_q^2, r_q, \forall q, \mathbf{h}_{k,l}, \mathbf{G}_k, \gamma_{k,l}^{\text{ZF}}, \gamma_{k,l}^{\text{CI}}, \forall k, \forall l, \epsilon, \rho$
输出: $\mathbf{x}^*, \boldsymbol{\alpha}^*, \phi^*$
1: 初始化 $\phi, \varphi = \phi, \mathbf{x}, \mathbf{y} = \mathbf{x}, \boldsymbol{\mu}_1 = \mathbf{0}, \boldsymbol{\mu}_2 = \mathbf{0}$
2: while 算法没有收敛 do
3: 求解问题 (6.36) 来更新 \mathbf{x} 和 $\boldsymbol{\alpha}$
4: 根据式 (6.38) 更新 \mathbf{y}
5: 求解问题 (6.58) 来更新 ϕ
6: 根据式 (6.60) 更新 φ
7: 根据式 (6.61) 更新 $\boldsymbol{\mu}_1$ 和 $\boldsymbol{\mu}_2$
8: end while
9: 返回 $\mathbf{x}^* = \mathbf{x}, \boldsymbol{\alpha}^* = \boldsymbol{\alpha}, \phi^* = \phi$

6.6 算法总结与分析

(1) 算法总结

根据上述推导，在表6.2中总结所提发射波形和反射系数联合设计算法。概括来说，给定合适的初值，发射波形 \mathbf{x} 、放缩系数 $\boldsymbol{\alpha}$ 、辅助变量 \mathbf{y} 、反射系数 ϕ 、辅助变量 φ 和对偶变量 $\boldsymbol{\mu}_1$ 与 $\boldsymbol{\mu}_2$ 分别通过 (6.36)、(6.38)、(6.58)、(6.60) 和 (6.61) 进行迭代更新，直到增广拉格朗日函数 (6.29) 的函数值相对增长小于预设阈值。获得发射波形 \mathbf{x}^* 后，利用式 (6.25) 计算得到接收滤波器 \mathbf{w}^* 。

(2) 变量初始化

考虑到一个合适的初值将有助于加速算法收敛并提高性能，因此接下来将研究如何对发射波形 \mathbf{x} 和反射系数 ϕ 进行初始化。一般来说，部署 RIS 的目的是构建一个更有利的无线传输环境。在本章考虑的通感一体化场景中，提升探测目标和通信用户的信道质量并降低杂波干扰源的信道质量是通感一体化系统所期望的。因此，本章使用信道增益作为初始化的性能度量，并将优化问题建模为

$$\max_{\phi} \quad \|\mathbf{h}_t^H + \mathbf{h}_{rt}^H \Phi \mathbf{G}\|^2 + \sum_{k=1}^K \|\mathbf{h}_k^H + \mathbf{h}_{rk}^H \Phi \mathbf{G}\|^2 - \sum_{q=1}^Q \|\mathbf{h}_{cq}^H + \mathbf{h}_{rcq}^H \Phi \mathbf{G}\|^2 \quad (6.62a)$$

$$\text{s.t.} \quad |\phi_n| = 1, \quad \forall n \quad (6.62b)$$

可以看到，该问题的目标函数是关于变量 ϕ 的光滑非凸二次函数，其恒模约束定义了一个黎曼流行。因此，可以使用4.3.2节中的 RCG 算法进行高效求解，这里不再赘述。

获得 ϕ 的初始值后，可以得到等效信道 $\tilde{\mathbf{h}}_{k,l}$ 。为了在给定的通信约束下为最大化雷达输出 SINR 提供足够的自由度，本节提出在功率预算内优化用户通信质量来初始化发射波形 \mathbf{x} 。因此，ZF 和 MMSE 型通信约束下的优化问题表示为

$$\max_{\mathbf{x}} \min_{k,l} \alpha_{k,l} \quad (6.63a)$$

$$\text{s.t. } [\mathbf{h}_{k,l}^H + (\mathbf{e}_l^T \otimes \phi^T) \mathbf{G}_k] \mathbf{x} = \alpha_{k,l} \gamma_{k,l}^{\text{ZF}}, \quad \forall k, \forall l \quad (6.63b)$$

$$\text{or } |[\mathbf{h}_{k,l}^H + (\mathbf{e}_l^T \otimes \phi^T) \mathbf{G}_k] \mathbf{x} - \alpha_{k,l} \gamma_{k,l}^{\text{ZF}}|^2 \leq \epsilon, \quad \forall k, \forall l \quad (6.63c)$$

$$|x_i| \leq \sqrt{P/N_t}, \quad \forall i \quad (6.63d)$$

其中，为了简化初始化的计算，将原始的恒模约束 (6.12) 放松为 (6.63d) 的形式。类似地，CI 型通信约束下的优化问题表示为

$$\max_{\mathbf{x}} \min_{k,l} \Re\{\tilde{\mathbf{h}}_{k,l}^H \mathbf{x}\} \quad (6.64a)$$

$$\text{s.t. } |x_i| \leq \sqrt{P/N_t}, \quad \forall i \quad (6.64b)$$

显然，问题 (6.63) 和 (6.64) 均为凸问题，很容易获得其最优解。最后，对其进行归一化来满足恒模约束条件。由于通感一体化基站的功率通常非常高，对求得的解进行归一化后依然可以很容易满足原始的通信限制条件。

(3) 计算复杂度分析

若用典型的内点法来求解凸问题 (6.36), (6.58), (6.63) 和 (6.64)，其计算复杂度与变量的维度、LMI 约束和 SOC 约束的个数相关。在初始化阶段，计算 ϕ 的复杂度为 $\mathcal{O}\{N^{1.5}\}$ ，求解基于 ZF/MMSE/CI 型通信约束的波形初始化问题的复杂度分别为 $\mathcal{O}\{\sqrt{N_t L + 2KL}(N_t + K)^3 L^3\}$, $\mathcal{O}\{2\sqrt{N_t L + KL}(N_t + K)^3 L^3\}$ 和 $\mathcal{O}\{2\sqrt{N_t L + 2KL} N_t^3 L^3\}$ 。由式 (6.38) 更新 \mathbf{y} 的计算复杂度为 $\mathcal{O}\{N_t L\}$ 。求解问题 (6.58) 更新 ϕ 的计算复杂度分别为 $\mathcal{O}\{\sqrt{N_t L + 2KL} N^3\}$, $\mathcal{O}\{2\sqrt{N_t L + KL} N^3\}$ 和 $\mathcal{O}\{2\sqrt{N_t L + 2KL} N^3\}$ 。根据式 (6.60) 更新 φ 的复杂度为 $\mathcal{O}\{N\}$ 。更新对偶变量 μ_1 和 μ_2 的复杂度分别为 $\mathcal{O}\{N_t L\}$ 和 $\mathcal{O}\{N\}$ 。因此，求解基于 ZF/MMSE/CI 型通信约束的总复杂度分别为 $\mathcal{O}\{\sqrt{N_t L + 2KL}[(N_t + K)^3 L^3 + N^3]\}$, $\mathcal{O}\{2\sqrt{N_t L + KL}[(N_t + K)^3 L^3 + N^3]\}$ 和 $\mathcal{O}\{2\sqrt{N_t L + 2KL}(N_t^3 L^3 + N^3)\}$ 。

6.7 仿真结果与讨论

本节通过仿真验证所提发射波形和反射系数联合设计算法的有效性。下面是本节仿真中使用的一些参数设置。基站配备 $N_t = 6$ 根发射/接收天线，为 $K = 3$ 个下行链

路用户提供通信服务，同时在存在 $Q = 3$ 个杂波源的情况下检测位于距离-角度位置 $(0, 0^\circ)$ 的目标。其中，发送通信符号为 QPSK，杂波干扰源的距离-角度位置信息分别为 $(0, -50^\circ)$, $(1, -10^\circ)$ 和 $(2, 40^\circ)$ 。发射功率预算为 $P = 20\text{dBW}$, 每个雷达脉冲含有 $L = 20$ 个波形样本。目标和杂波源的 RCS 相等，为 $\varsigma_0^2 = \varsigma_q^2 = 1, \forall q$ 。雷达接收机和用户的噪声功率相等，为 $\varsigma_z^2 = \sigma_k^2 = -80\text{dBm}, \forall k$ 。用户的信噪比要求为 $\Gamma = \Gamma_k = 10\text{dB}, \forall k$ 。MMSE 类型通信度量中的阈值为 $\epsilon = 10^{-9}$ 。

本节使用4.3.4节中的路径损失模型。为了获得更大的反射波束赋形增益，通常将 RIS 部署在用户和目标附近的热点区域。设基站到目标、基站到 RIS、基站到用户之间的链路长度相等，即 $d_t = d_G = d_k = 30\text{m}, \forall k$ ，且 RIS 到目标和 RIS 到用户的链路长度相等，即 $d_{rt} = d_{rk} = 3\text{m}, \forall k$ 。考虑到基站和 RIS 通常部署在更高的海拔以获得更好的信道质量，设基站和 RIS 之间的信道只含有直射分量且强度高于其它信道。具体来说，信道 \mathbf{G} , \mathbf{h}_{rt} , $\mathbf{h}_{rc,q}$, $\mathbf{h}_{r,k}$, \mathbf{h}_t , $\mathbf{h}_{c,q}$ 和 \mathbf{h}_k 的路径损失系数分别为 $\alpha_G = 2.5$, $\alpha_{rt} = \alpha_{rc,q} = \alpha_{r,k} = 2.8$ 和 $\alpha_t = \alpha_{c,q} = \alpha_k = 3, \forall q, \forall k$ 。此外，基站/RIS 与目标/杂波源之间的信道为直射信道，基站/RIS 与用户之间的信道为瑞利衰落信道。

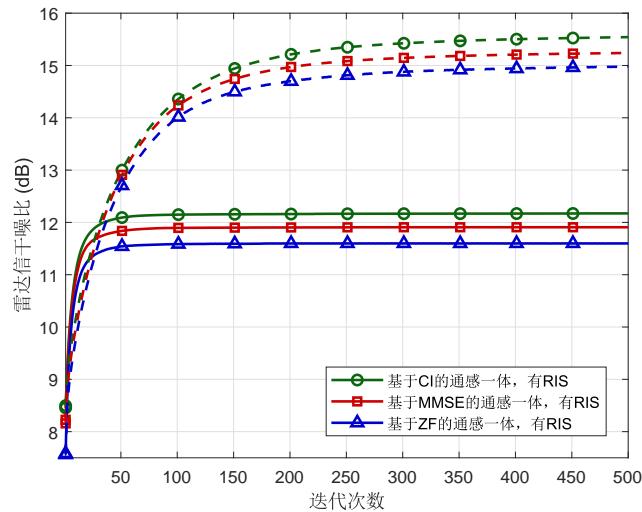


图 6.4 雷达信干噪比与迭代次数关系图 (实线: $N = 32$; 虚线: $N = 64$)

Fig. 6.4 Radar SINR versus the number of iterations (Solid lines: $N = 32$; Dashed lines: $N = 64$)

首先在图6.4中展示了所提算法的收敛性能，其中实线和虚线分别代表 $N = 32$ 和 $N = 64$ 的场景。可以观察到，所有方案的雷达输出 SINR 都随着迭代次数单调增加。此外， $N = 32$ 的方案收敛更快但雷达输出 SINR 更低。这是因为反射元素个数越少，优化变量的维度越低，同时带来的反射性能增益也越小。

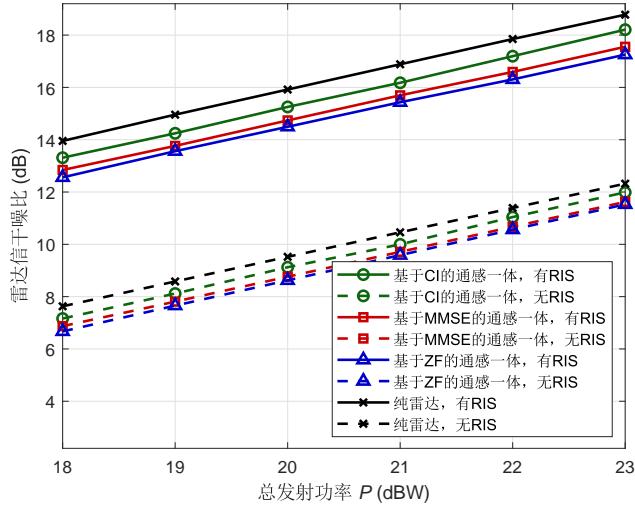
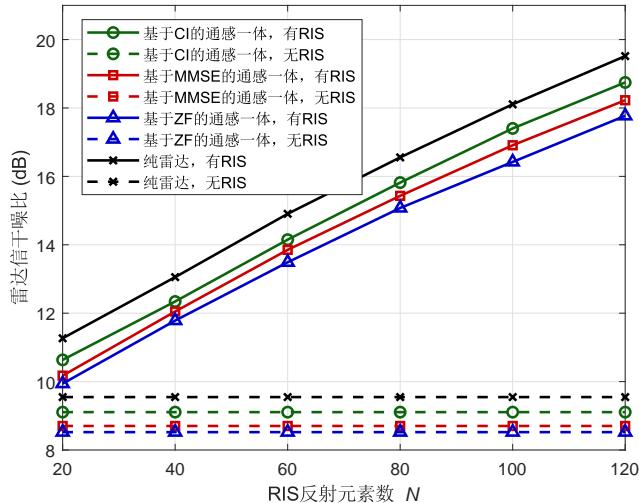
图 6.5 雷达信干噪比与总发射功率 P 关系图Fig. 6.5 Radar SINR versus total transmit power P 图 6.6 雷达信干噪比与 RIS 反射元素数 N 关系图Fig. 6.6 Radar SINR versus the number of reflecting elements N

图6.5展示了雷达输出 SINR 与总发射功率 P 的关系。为了验证所提联合发射波形和反射系数设计算法的有效性，图中还展示了没有 RIS 辅助的通感一体化场景（记为“**基于 CI/MMSE/ZF 的通感一体，无 RIS**”）以及有/无 RIS 辅助的纯雷达场景（分别记为“**纯雷达，有/无 RIS**”）的雷达 SINR 性能。首先可以清楚地看到，与没有 RIS 辅助的方案相比，有 RIS 的方案能够实现约 4dB 的雷达 SINR 增益，这验证了在通感一体化

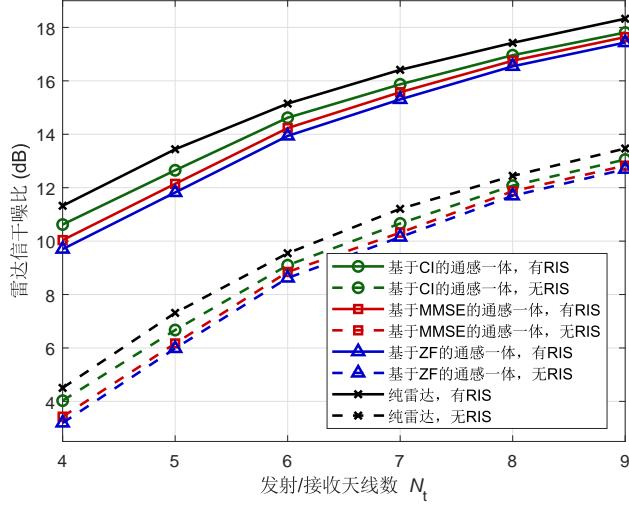


图 6.7 雷达信干噪比与发射/接收天线数 N_t 关系图
Fig. 6.7 Radar SINR versus the number of transmit/receive antennas N_t

系统和纯雷达系统中部署 RIS 的优势。此外可以观察到，CI 型通信约束下的方案获得的雷达 SINR 最高，而 ZF 型通信约束下的方案实现的雷达 SINR 最低，这与前面系统模型部分的分析是一致的，体现了雷达感知和多用户通信性能之间的折中。更为重要的是，在 CI 型通信约束下，所提通感一体化方案与纯雷达系统相比仅有约 0.5dB 的雷达性能损失。这些结果都证实了所提基于符号级预编码的通感一体化波形与 RIS 反射系数联合设计方案和优化算法的有效性。

图6.6中展示了雷达 SINR 与 RIS 反射元素个数 N 之间的关系。毫无疑问，雷达 SINR 随着 N 的增加而变大，这是因为更多的反射元素可以提供更大的反射波束赋形增益。此外，可以看到 100 个反射元素的 RIS 能够提供大约 8dB 的雷达性能增益，这是因为 RIS 为目标回波信号创建了三条可以优化的传播路径，而且所提优化算法可以很好地利用 RIS 提供的自由度来提升目标检测性能。图6.7中展示了雷达 SINR 与发射/接收天线数量 N_t 的关系。显然，更多的发射/接收天线有更大的空间自由度来提高波形分集和波束赋形增益，从而可以实现更好的目标检测性能。

图6.8展示了雷达 SINR 与通信需求 Γ 之间的关系。可以观察到，当 Γ 的取值在常用的 10 ~ 20dB 范围内时， Γ 的增加对雷达感知性能几乎没有影响。这是因为通感一体化系统的发射功率通常很大，使得通感一体的强波束可以很容易满足通信质量的需求。而当 $\Gamma = 35$ dB 时，目标检测和多用户通信的性能权衡才逐渐显现出来。图6.9展示了雷达 SINR 与通信用户数的关系图，从中可以清晰地看到通信和感知性能的折中。

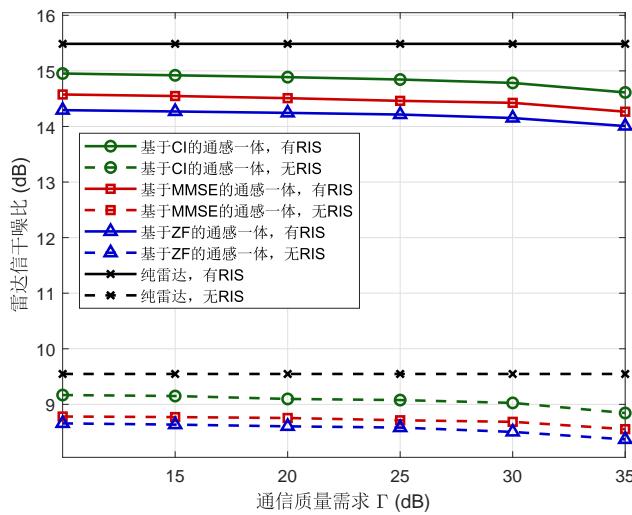
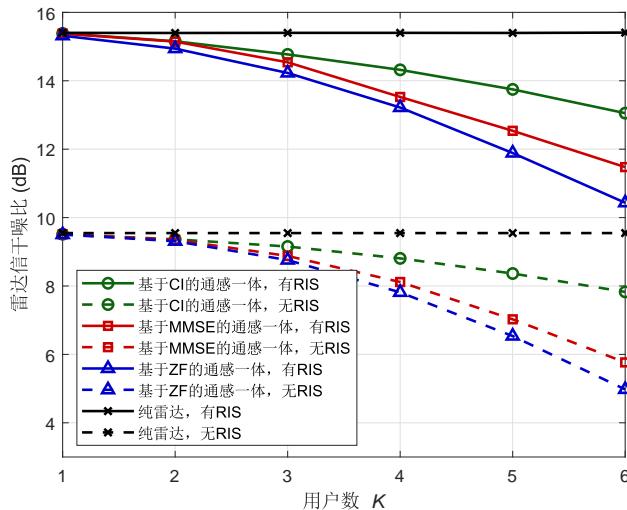
图 6.8 雷达信干噪比与通信质量需求 Γ 关系图Fig. 6.8 Radar SINR versus communication QoS requirement Γ 图 6.9 雷达信干噪比与通信用户数 K 关系图Fig. 6.9 Radar SINR versus the number of communication users K

图6.10展示了雷达 SINR 与基站和目标之间的直射信道路径损失系数 α_t 的关系。可以发现，随着 α_t 的增加，有/无 RIS 方案之间的性能差距明显增大。也就是说，随着基站与目标之间的直射信道变差甚至可能被完全阻挡，部署 RIS 带来的雷达性能增益变得越来越明显。比如， $\alpha_t = 4$ 时部署 RIS 能够实现约 25dB 的雷达 SINR 增益。因此，在直射信道较弱的通感一体化系统中部署 RIS 可以显著提升系统性能；相反，当直射信道

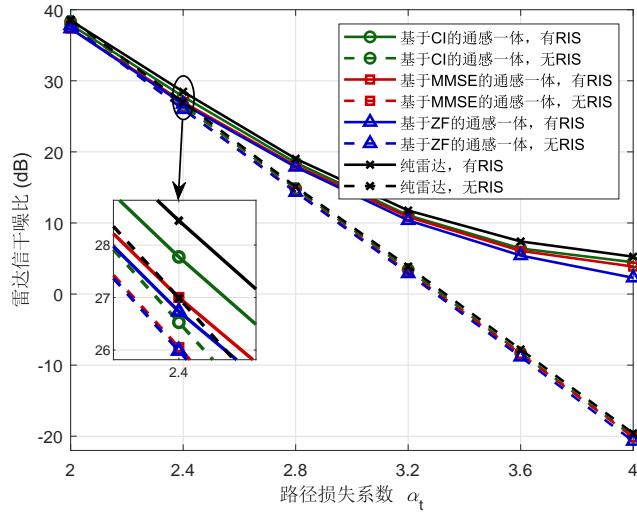


图 6.10 雷达信干噪比与路径损失系数 α_t 关系图
Fig. 6.10 Radar SINR versus path-loss exponent α_t

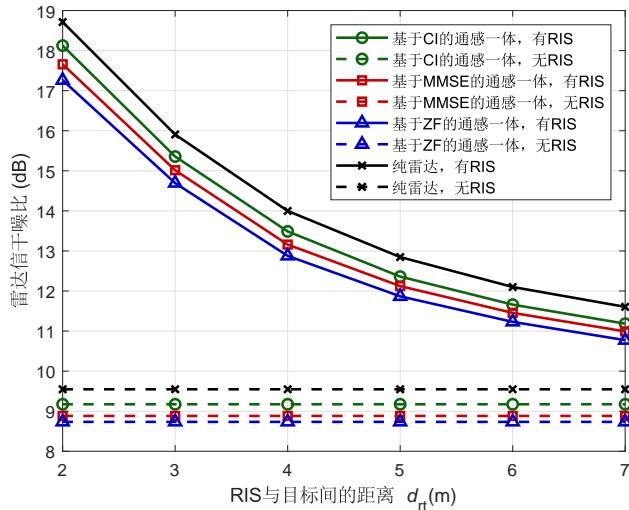


图 6.11 雷达信干噪比与 RIS-目标距离 d_{rt} 关系图
Fig. 6.11 Radar SINR versus the distance between the RIS and the target d_{rt}

足够强时，部署 RIS 给系统性能带来的提升将微乎其微。

最后，图6.11展示了雷达 SINR 与 RIS 和目标之间距离的关系。和预期的一样，当目标靠近 RIS 时，部署 RIS 带来的性能提升逐渐显著。比如， $d_{rt} = 7\text{m}$ 时，部署 RIS 带来的雷达信干噪比增益为 2dB，而 $d_{rt} = 2\text{m}$ 时的增益高达 9dB。显然，在感知目标分布的热点区域部署 RIS 能够给通感一体化系统带来显著的目标检测性能增益。

6.8 本章小结

本章研究了 RIS 辅助通感一体化系统中的符号级预编码设计问题。首先，提出结合符号级预编码和空时自适应处理技术，来实现更好的多用户通信和目标检测性能。随后，综合考虑 RIS 引入的三条传输路径对回波信号的影响，建立了泛化的雷达感知信号模型并推导了目标检测 SINR。之后，对通信用户接收信号进行建模，并提出了三种设计发射信号时处理多用户干扰的策略和对应的通信性能指标。在此基础之上，联合设计基站的空时发射波形、接收滤波和 RIS 反射系数，在满足通信质量要求、恒模的 RIS 反射系数和功率要求下最大化雷达输出 SINR。提出了基于 ADMM 和 MM 的算法将原始复杂非凸问题推导转化为几个简单的子问题进行迭代求解。仿真结果验证了在通感一体化系统中部署 RIS 的优势，以及所提算法的有效性。

7 总结与展望

本章对全文工作进行总结，并进一步探讨未来的研究方向。

7.1 全文总结

本文围绕符号级预编码这一新型非线性预编码技术，针对下一代通信网络对高质量、低成本、强安全、广覆盖通信以及内生感知能力的需求，研究了符号级预编码技术在模拟/数字混合预编码架构、多用户防窃听系统、RIS 辅助通信系统、通感一体化系统和 RIS 辅助通感一体化系统中的应用。主要的研究成果总结如下。

(1) 针对模拟/数字混合预编码架构，提出了基于低分辨率移相器和全连接/部分连接移相器网络的符号级混合预编码设计方案。为了弥补低分辨率移相器和少量射频链引起的性能损失，本文提出使用符号级预编码技术，利用多用户干扰提升系统的通信性能。仿真结果表明，与传统方案相比，所提符号级预编码方案可以极大地降低通信误码率，保证低成本硬件架构下的高质量通信性能。

(2) 针对多用户防窃听通信系统，创新性地提出了一种更安全的符号级预编码方案。通过分析现有方案的安全性能缺陷，提出了基于欧式距离的安全性能指标，并以此为准则来优化设计 CSI 已知/不完美场景下的符号级预编码向量。仿真表明，所提基于欧式距离的安全性能指标能够保证更好的防窃听性能，而且所提安全通信方案进一步降低了系统功耗。针对窃听者 CSI 未知的情况，创新性地提出了一种基于符号级预编码的新型人工噪声方案。与传统正交空间法完全去除人工噪声对合法通信影响的策略不同，所提方案根据具体的发送符号信息，在有利于合法用户符号检测的区域内产生随机人工噪声。仿真结果表明，所提方案在保证较高安全性的同时显著提升了合法用户的通信质量，并且在应对多天线窃听者时展现出良好的安全通信性能。此外，本文将所提安全通信方案推广到使用 QAM 符号的防窃听系统中，保证了高数据传输速率场景中的安全通信性能。

(3) 针对 RIS 辅助通信系统，创新性地提出了符号级预编码和 RIS 反射系数联合设计方案，同时利用符号域以及基站和 RIS 的空域自由度提升系统的通信性能，实现了低成本高可靠的多用户下行通信。仿真通过对传统预编码和 RIS 联合设计方案以及没有 RIS 辅助的传统/符号级预编码方案，验证了使用符号级预编码技术和部署 RIS 均可以降低发射功率/误码率，而且二者联合设计能够带来更大的共生增益。此外，将 RIS 部署在用户分布的热点区域，可以更好地利用多用户干扰提升反射增益。

(4) 针对 RIS 辅助通信系统，创新性地提出了一种被动信息传输方案。利用符号级预编码随发送符号信息改变的特性，通过改变 RIS 的反射系数来将发送符号信息调制到高频载波信号上，实现了单个射频链和准无源 RIS 构建的多数据流传输系统，从而极大降低了系统的硬件复杂度和成本。进一步地，提出了一种新颖的基于 RIS 的主/被动联合信息传输方案，融合了 RIS 被动反射信号增强基站主动信息传输和通过改变反射系数进行被动信息传输的功能，高效率、低成本和低复杂度地实现了主/被动联合信息传输。与现有方案相比，所提基于符号级预编码的策略可以利用更多的优化自由度来提升通信性能，而且对接收机的要求很低。

(5) 针对通感一体化系统，创新性地提出了基于符号级预编码的通感一体化波形设计方案。通过利用不同时隙的发送符号信息，在保证多用户通信质量的同时，优化设计通感一体化波形信号来逼近理想雷达发射波束方向图。仿真结果表明，所提符号级预编码方案能够维持稳定的雷达发射波束方向图，而且在角度估计、目标检测和通信性能方面均优于传统预编码方案，尤其在雷达接收机采集数据较少时有显著的性能提升。

(6) 针对强杂波场景中的通感一体化系统，创新性地将符号级预编码与空时自适应处理技术相融合，利用发射信号的空域和时域特性抑制泛在的杂波干扰。推导了基于杂波源统计信息的目标检测性能建模，并通过联合优化通感一体化发射波形和接收滤波来最大化雷达 SINR，同时满足多用户通信需求和多种常用的雷达波形限制。仿真验证了所提通感一体化方案和优化算法在杂波抑制和目标检测上的性能优势。

(7) 针对 RIS 辅助通感一体化系统，建立了泛化的雷达接收回波信号模型并推导了目标检测性能指标，提出了三种处理多用户干扰的策略及对应的通信性能指标。通过联合设计 RIS 反射系数和基于符号级预编码的通感一体化发射波形和接收滤波，保证了较差信号传输环境中的目标检测和多用户通信性能。仿真验证了部署 RIS 引入的三条可优化传输路径能够显著提高系统的目标检测性能，揭示了将 RIS 部署在目标分布的热点区域或者直射信道衰减严重时能够获得更大的性能提升。

7.2 论文的创新点

本文的主要创新点归纳如下。

(1) 针对模拟/数字混合预编码架构，本文提出了基于全连接/部分连接移相器网络的符号级混合预编码设计算法，通过利用多用户干扰来提升系统的通信性能。不同于现有工作中假设的理想移相器，本文针对硬件结构较简单的低分辨率移相器进行符号级混合预编码设计。与传统的块级预编码方案和其他符号级预编码算法相比，所提方案及相应

的迭代算法实现了更低的通信误码率。

(2) 针对防窃听安全通信系统，本文创新性地提出了基于符号级预编码的安全通信方案，利用多用户干扰同时实现增强合法通信和干扰窃听，高效地保证系统的安全通信性能。首先提出了基于欧式距离的安全通信衡量标准，并研究了 CSI 已知/不完美场景下的低复杂度/鲁棒的符号级预编码设计算法，以更低功耗保证了系统防御智能窃听者的安全通信性能。针对窃听者 CSI 未知的情况，创新性地提出了一种基于符号级预编码的人工噪声方案，在对潜在窃听者产生随机加性干扰的同时，还具有提升合法用户通信质量的功能。此外，本文将针对 PSK 的研究推广到更常用的 QAM 系统中，提升了所提安全通信方案的泛化能力。

(3) 针对 RIS 辅助通信系统，本文提出高效的符号级预编码和 RIS 反射系数联合设计算法，同时利用符号域以及基站和 RIS 的空域自由度提升系统的通信性能，实现了低成本、高可靠、广覆盖的多用户下行通信。与传统预编码方案和没有 RIS 辅助的场景相比，所提方案及联合设计算法在发射功率和误码率性能上都有显著优势，展现了符号级预编码和 RIS 给系统带来的共生增益。此外，本文创新性地提出了一种基于符号级预编码的被动信息传输方案，利用 RIS 和一条射频链实现了多数据流传输，极大地降低了系统的硬件复杂度和成本。进一步地，提出了一种新颖的 RIS 辅助主/被动联合信息传输方案，同时实现基站的下行主动信息传输和 RIS 端的被动信息传输，显著提升了系统的频谱效率。与现有方案相比，所提基于符号级预编码的策略充分挖掘了发射机和 RIS 端的设计自由度来提升通信性能，并且对接收机的要求极低，因此非常有实用前景。

(4) 针对通感一体化系统，本文提出了基于符号级预编码的通感一体化波形设计方案，在保证多用户通信的同时，利用符号级预编码的时域特性对不同时隙的发射波束方向图进行优化。与现有预编码方案相比，所提方案在更严格的恒模约束和通信限制下，提升了角度估计和目标检测性能，尤其在回波信号样本较少时性能提升显著，展现出所提方案在快速雷达感知场景中的应用前景。此外，考虑实际场景中泛在的强杂波干扰问题，本文创新性地将雷达领域的空时自适应处理技术与通信领域的符号级预编码技术相结合，充分利用发射信号的空域和时域特性来提升杂波抑制和目标检测性能。与针对理想场景的设计不同，本文利用杂波的统计信息进行通感一体化波形和接收滤波设计，并考虑了三种常用的雷达波形限制。仿真验证了所提方案在强杂波干扰下的目标检测性能。

(5) 针对 RIS 辅助通感一体化系统，本文首次建立了泛化的通感一体化发射信号、雷达接收回波信号和通信用户接收信号模型，并提出了三种实用的通信性能度量，为相关领域的研究奠定了基础。此外，提出联合设计通感一体化发射波形、接收滤波和 RIS 反

射系数的优化算法，保证信号传输环境较差情况下的目标检测和多用户通信性能。仿真结果展示了 RIS 对通信和感知性能的提升，也验证了所提联合设计算法的有效性。

7.3 未来展望

本文主要研究符号级预编码技术在下一代无线通信网络多种场景中的应用，并取得了一些初步的研究成果。然而，在该技术走向实用之前还有诸多问题需要解决，包括：

(1) 超低复杂度设计算法。由于符号级预编码是一种非线性预编码技术，需要根据不同的发送符号信息分别设计发射信号，因此在信道相干时间内所需优化的预编码向量数目很大，相应的计算复杂度也很高。在实际应用中，较高的计算复杂度将会造成信息传输时延问题，而且难以保证高速移动场景中的通信性能。因此，未来的工作将考虑利用符号级预编码的特性以及机器学习等工具进行超低复杂度算法的研究。

(2) 鲁棒优化设计方案。在现有关于符号级预编码设计的文献中，大多假设完美的硬件设备特性。然而在实际应用中，放大器的非线性失真和相位噪声等情况不可避免。由于符号级预编码技术只关注每个时刻的发射信号设计而无法实现相干处理增益，接收端将很难抑制硬件不完美造成的随机干扰。而且，由于符号级预编码设计依赖于收发端预设的调制方式，硬件不完美对接收信号造成的旋转或缩放效果将严重影响接收端的符号检测性能。因此，未来的工作将考虑针对硬件不完美特性的鲁棒优化设计。

(3) 与传统技术灵活融合。现有研究已经充分验证了，符号级预编码技术在利用多用户干扰提升系统性能的同时也造成了很高的计算复杂度，因此适用于拥有强大算力且追求高质量通信性能的场景。相比之下，传统预编码方式适用于对通信性能需求不高且计算资源等不充足的场景。然而，实际通信系统的可用资源和性能需求通常是多变且多样的，需要在性能和复杂度之间进行动态权衡。因此，未来的工作将考虑融合符号级预编码和传统预编码技术，实现不同场景和需求下的灵活动态调整。

参 考 文 献

- [1] Wang C-X, You X, Gao X, et al. On the road to 6G: Visions, requirements, key technologies and testbeds [J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2023.
- [2] 刘光毅, 金婧, 王启星, 等. 6G 愿景与需求: 数字孪生、智能泛在 [J]. 移动通信, 2020, 44 (6): 3–9.
- [3] 赵亚军, 郁光辉, 徐汉青. 6G 移动通信网络: 愿景、挑战与关键技术 [J]. 中国科学: 信息科学, 2019, 49 (8): 963–987.
- [4] Masouros C, Alsusa E. Dynamic linear precoding for the exploitation of known interference in MIMO broadcast systems [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2009, 8 (3): 1396–1404.
- [5] Costa M. Writing on dirty paper (Corresp.) [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1983, 29 (3): 439–441.
- [6] Masouros C, Alsusa E. Interference exploitation using adaptive code allocation for the downlink of precoded multiple carrier code division multiple access systems [J]. IET communications, 2008, 2 (9): 1118–1130.
- [7] Masouros C. Correlation rotation linear precoding for MIMO broadcast communications [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2011, 59 (1): 252–262.
- [8] Masouros C, Sellathurai M, Ratnarajah T. Interference optimization for transmit power reduction in Tomlinson-Harashima precoded MIMO downlinks [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2012, 60 (5): 2470–2481.
- [9] Garcia-Rodriguez A, Masouros C. Power-efficient Tomlinson-Harashima precoding for the downlink of multi-user MISO systems [J]. IEEE Transactions on Communications, 2014, 62 (6): 1884–1896.
- [10] Masouros C, Sellathurai M, Ratnarajah T. Vector perturbation based on symbol scaling for limited feedback MISO downlinks [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2014, 62 (3): 562–571.
- [11] Alodeh M, Chatzinotas S, Ottersten B. A multicast approach for constructive interference precoding in MISO downlink channel [C]. In IEEE International Symposium on Information Theory, Honolulu, USA, 2014: 2534–2538.
- [12] Alodeh M, Chatzinotas S, Ottersten B. Constructive multiuser interference in symbol level precoding for the MISO downlink channel [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2015, 63 (9): 2239–2252.
- [13] Masouros C, Zheng G. Exploiting known interference as green signal power for downlink beamforming optimization [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2015, 63 (14): 3628–3640.
- [14] Alodeh M, Chatzinotas S, Ottersten B. Symbol-level multiuser MISO precoding for multi-level adap-

- tive modulation [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2017, 16 (8): 5511–5524.
- [15] Li A, Masouros C, Vucetic B, et al. Interference exploitation precoding for multi-level modulations: Closed-form solutions [J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69 (1): 291–308.
- [16] Schubert M, Boche H. Solution of the multiuser downlink beamforming problem with individual SINR constraints [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2004, 53 (1): 18–28.
- [17] Wiesel A, Eldar Y, Shamai S. Linear precoding via conic optimization for fixed MIMO receivers [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2006, 54 (1): 161–176.
- [18] Haqiqatnejad A, Kayhan F, Ottersten B. Power minimizer symbol-level precoding: A closed-form suboptimal solution [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2018, 25 (11): 1730–1734.
- [19] Haqiqatnejad A, Kayhan F, Ottersten B. An approximate solution for symbol-level multiuser precoding using support recovery [C]. In IEEE International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC), Cannes, France, 2019: 1–5.
- [20] Li A, Masouros C. Interference exploitation precoding made practical: Optimal closed-form solutions for PSK modulations [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2018, 17 (11): 7661–7676.
- [21] Lee J, Kang C G. Low complexity implementation of symbol-level precoding in multi-user MISO system [C]. In IEEE Consumer Communications & Networking Conference (CCNC), Las Vegas, USA, 2023: 1042–1047.
- [22] Lei Z, Liao X, Gao Z, et al. CI-NN: A model-driven deep learning-based constructive interference precoding scheme [J]. IEEE Communications Letters, 2021, 25 (6): 1896–1900.
- [23] Bo Z, Liu R, Li M, et al. Deep learning based efficient symbol-level precoding design for MU-MISO systems [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2021, 70 (8): 8309–8313.
- [24] Mohammad A, Masouros C, Andreopoulos Y. An unsupervised learning-based approach for symbol-level-precoding [C]. In IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), Madrid, Spain, 2021: 1–6.
- [25] Sohrabi F, Cheng H V, Yu W. Robust symbol-level precoding via autoencoder-based deep learning [C]. In IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), Barcelona, Spain, 2020: 8951–8955.
- [26] Alodeh M, Ottersten B. Joint constellation rotation and symbol-level precoding optimization in the downlink of multiuser MISO channels [J]. ArXiv preprint arXiv:2011.03935, 2020.
- [27] Li A, Shen C, Liao X, et al. Practical interference exploitation precoding without symbol-by-symbol optimization: A block-level approach [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2023, 22 (6): 3982–3996.
- [28] Xiao Z, Liu R, Li M, et al. Low-complexity designs of symbol-level precoding for MU-MISO sys-

- tems [J]. IEEE Transactions on Communications, 2022, 70 (7): 4624–4639.
- [29] Masouros C, Zheng G. Exploiting known interference as green signal power for downlink beamforming optimization [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2015, 63 (14): 3628–3640.
- [30] Haqiqatnejad A, Kayhan F, Ottersten B. Robust design of power minimizing symbol-level precoder under channel uncertainty [C]. In IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), Abu Dhabi, United Arab Emirates, 2018: 1–6.
- [31] Kwon D, Kang H S, Kim D K. Robust interference exploitation-based precoding scheme with quantized CSIT [J]. IEEE Communications Letters, 2016, 20 (4): 780–783.
- [32] Hegde G, Masouros C, Pesavento M. Interference exploitation-based hybrid precoding with robustness against phase errors [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2019, 18 (7): 3683–3696.
- [33] Amadori P V, Masouros C. Constant envelope precoding by interference exploitation in phase shift keying-modulated multiuser transmission [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2017, 16 (1): 538–550.
- [34] Amadori P V, Masouros C. Large scale antenna selection and precoding for interference exploitation [J]. IEEE Transactions on Communications, 2017, 65 (10): 4529–4542.
- [35] Jeddah H, Mezghani A, Nossek J A, et al. Massive MIMO downlink 1-bit precoding with linear programming for PSK signaling [C]. In IEEE International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC), Sapporo, Japan, 2017: 1–5.
- [36] Li A, Liu F, Masouros C, et al. Interference exploitation 1-bit massive MIMO precoding: A partial branch-and-bound solution with near-optimal performance [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2020, 19 (5): 3474–3489.
- [37] Tsinos C G, Kalantari A, Chatzinotas S, et al. Symbol-level precoding with low resolution DACs for large-scale array MU-MIMO systems [C]. In IEEE International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC), Kalamata, Greece, 2018: 1–5.
- [38] Hegde G, Masouros C, Pesavento M. Analog beamformer design for interference exploitation based hybrid beamforming [C]. In IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (SAM), Sheffield, UK, 2018: 109–113.
- [39] Li A, Masouros C, Liu F. Hybrid analog-digital precoding for interference exploitation (Invited Paper) [C]. In European Signal Processing Conference (EUSIPCO), Rome, Italy, 2018: 812–816.
- [40] Liu R, Li H, Li M. Symbol-level hybrid precoding in mmWave multiuser MISO systems [J]. IEEE Communications Letters, 2019, 23 (9): 1636–1639.
- [41] Zheng X, Hegde G, Pesavento M. Interference exploitation-based hybrid precoding with low-resolution DACs [C]. In IEEE International Workshop on Computational Advances in Multi-Sensor

- Adaptive Processing (CAMSAP), Le gosier, Guadeloupe, 2019: 604–608.
- [42] Chen J-C. Constructive interference-based symbol-level precoding design for millimeter-wave massive multiuser MIMO systems with hardware-efficient hybrid precoding architecture [J]. IEEE Access, 2021, 9: 18393–18401.
- [43] Haqiqatnejad A, Kayhan F, Ottersten B. Energy-efficient hybrid symbol-level precoding for large-scale mmWave multiuser MIMO systems [J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69 (5): 3119–3134.
- [44] Hegde G, Masouros C, Pesavento M. Interference exploitation-based hybrid precoding with robustness against phase errors [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2019, 18 (7): 3683–3696.
- [45] Fan Y, Hegde G, Masouros C, et al. Interference exploitation-based hybrid precoding with robustness against channel errors [C]. In IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (SAM), Hangzhou, China, 2020: 1–5.
- [46] Khandaker M R A, Masouros C, Wong K-K. Constructive interference based secure precoding [C]. In IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT), Aachen, Germany, 2017: 2875–2879.
- [47] Khandaker M R A, Masouros C, Wong K-K, et al. Secure SWIPT by exploiting constructive interference and artificial noise [J]. IEEE Transactions on Communications, 2019, 67 (2): 1326–1340.
- [48] Khandaker M R A, Masouros C, Wong K-K. Constructive interference based secure precoding: A new dimension in physical layer security [J]. IEEE Transactions on Information Forensics and Security, 2018, 13 (9): 2256–2268.
- [49] Wei Z, Masouros C. Robust secure precoding and antenna selection: A probabilistic optimization approach for interference exploitation [C]. In IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), Brighton, UK, 2019: 2442–2446.
- [50] Basar E, Di Renzo M, De Rosny J, et al. Wireless communications through reconfigurable intelligent surfaces [J]. IEEE Access, 2019, 7: 116753–116773.
- [51] Tang W, Li X, Dai J Y, et al. Wireless communications with programmable metasurface: Transceiver design and experimental results [J]. China Communications, 2019, 16 (5): 46–61.
- [52] Tang W, Dai J Y, Chen M, et al. Programmable metasurface-based RF chain-free 8PSK wireless transmitter [J]. Electronics Letters, 2019, 55 (7): 417–420.
- [53] Liu R, Li H, Li M, et al. Symbol-level precoding design for IRS-assisted MU-MISO systems [C]. In IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), Seoul, Korea, 2020: 1–6.
- [54] Shao M, Li Q, Ma W-K. Minimum symbol-error probability symbol-level precoding with intelligent reflecting surface [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2020, 9 (10): 1601–1605.
- [55] Wang S, Li Q, Shao M. One-bit symbol-level precoding for MU-MISO downlink with intelligent

- reflecting surface [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2020, 27: 1784–1788.
- [56] Li A, Song L, Vucetic B, et al. Interference exploitation precoding for reconfigurable intelligent surface aided multi-user communications with direct links [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2020, 9 (11): 1937–1941.
- [57] Tsinos C G, Tsiftsis T A, Schober R. Symbol level precoding in the RF domain for low hardware complexity RIS-assisted MU-MISO systems [C]. In IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), Rhodes Island, Greece, 2023: 1–5.
- [58] Zhang G, Shen C, Ai B, et al. Robust symbol-level precoding and passive beamforming for IRS-aided communications [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2022, 21 (7): 5486–5499.
- [59] Liu F, Masouros C, Li A, et al. MIMO radar and cellular coexistence: A power-efficient approach enabled by interference exploitation [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2018, 66 (14): 3681–3695.
- [60] Liu F, Zhou L, Masouros C, et al. Toward dual-functional radar-communication systems: Optimal waveform design [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2018, 66 (16): 4264–4279.
- [61] Tang B, Wang H, Qin L, et al. Waveform design for dual-function MIMO radar-communication systems [C]. In IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (SAM), Hangzhou, China, 2020: 1–5.
- [62] Liu R, Li M, Liu Y, et al. Symbol-level precoding design for dual-functional radar-communication systems [C]. In IEEE International Conference on Communications, Montreal, Canada, 2021: 1–6.
- [63] Yan J, Zheng J. Low-complexity symbol-level precoding for dual-functional radar-communication system [C]. In IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), Austin, USA, 2022: 234–239.
- [64] Hou Y, Cai S, Xia W, et al. Self-interference cancellation based on symbol-level precoding for dual-function radar and communication systems [C]. In IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC Workshops), Sanshui, China, 2022: 140–145.
- [65] Wang M, Du H. Symbol-level precoding design for integrated sensing and communication [C]. In IEEE International Conference on Computer and Communications (ICCC), Chengdu, China, 2022: 967–971.
- [66] Wang X, Fei Z, Zheng Z, et al. Joint waveform design and passive beamforming for RIS-assisted dual-functional radar-communication system [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2021, 70 (5): 5131–5136.
- [67] Wang X, Fei Z, Huang J, et al. Joint waveform and discrete phase shift design for RIS-assisted integrated sensing and communication system under Cramér-Rao bound constraint [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2022, 71 (1): 1004–1009.

- [68] Liu R, Li M, Liu Y, et al. Joint transmit waveform and passive beamforming design for RIS-aided DFRC systems [J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2022, 16 (5): 995–1010.
- [69] Wu L, Wang B, Cheng Z, et al. Joint symbol-level precoding and sub-block-level RIS design for dual-function radar-communications [C]. In IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), Rhodes Island, Greece, 2023: 1–5.
- [70] Wang Z, Li M, Liu Q, et al. Hybrid precoder and combiner design with low-resolution phase shifters in mmWave MIMO systems [J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2018, 12 (2): 256–269.
- [71] Heath R W, González-Prelcic N, Rangan S, et al. An overview of signal processing techniques for millimeter wave MIMO systems [J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2016, 10 (3): 436–453.
- [72] Saad W, Bennis M, Chen M. A vision of 6G wireless systems: Applications, trends, technologies, and open research problems [J]. IEEE Network, 2020, 34 (3): 134–142.
- [73] Zhang E, Huang C. On achieving optimal rate of digital precoder by RF-baseband codesign for MIMO systems [C]. In IEEE Vehicular Technology Conference, Vancouver, Canada, 2014: 1–5.
- [74] 杨彬祺. 5G 毫米波大规模 MIMO 收发系统及其关键技术研究 [D]. 东南大学, 2019.
- [75] Rangan S, Rappaport T S, Erkip E. Millimeter-wave cellular wireless networks: Potentials and challenges [J]. Proceedings of the IEEE, 2014, 102 (3): 366–385.
- [76] Lee Y-Y, Wang C-H, Huang Y-H. A hybrid RF/baseband precoding processor based on parallel-index-selection matrix-inversion-bypass simultaneous orthogonal matching pursuit for millimeter wave MIMO systems [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2015, 63 (2): 305–317.
- [77] Kim M, Lee Y H. MSE-based hybrid RF/baseband processing for millimeter-wave communication systems in MIMO interference channels [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2015, 64 (6): 2714–2720.
- [78] Brady J, Behdad N, Sayeed A M. Beamspace MIMO for millimeter-wave communications: System architecture, modeling, analysis, and measurements [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2013, 61 (7): 3814–3827.
- [79] Rusu C, Méndez-Rial R, González-Prelcicy N, et al. Low complexity hybrid sparse precoding and combining in millimeter wave MIMO systems [C]. In IEEE International Conference on Communications (ICC), London, UK, 2015: 1340–1345.
- [80] Zhang E, Huang C. On achieving optimal rate of digital precoder by RF-baseband codesign for MIMO systems [C]. In IEEE Vehicular Technology Conference, Vancouver, Canada, 2014: 1–5.
- [81] Singh J, Ramakrishna S. On the feasibility of codebook-based beamforming in millimeter wave sys-

- tems with multiple antenna arrays [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2015, 14 (5): 2670–2683.
- [82] Dai L, Gao X, Quan J, et al. Near-optimal hybrid analog and digital precoding for downlink mmWave massive MIMO systems [C]. In *IEEE International Conference on Communications (ICC)*, London, UK, 2015: 1334–1339.
- [83] Han S, I C-l, Xu Z, et al. Large-scale antenna systems with hybrid analog and digital beamforming for millimeter wave 5G [J]. *IEEE Communications Magazine*, 2015, 53 (1): 186–194.
- [84] Wang Z, Li M, Li H, et al. Hybrid beamforming with one-bit quantized phase shifters in mmWave MIMO systems [C]. In *IEEE International Conference on Communications (ICC)*, Kansas City, USA, 2018: 1–6.
- [85] Li H, Liu Q, Wang Z, et al. Joint antenna selection and analog precoder design with low-resolution phase shifters [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2019, 68 (1): 967–971.
- [86] Ben-Tal A, Nemirovski A. *Lectures on modern convex optimization* [M]. Society for Industrial and Applied Mathematics, 2001.
- [87] Liu F, Masouros C, Amadori P V, et al. An efficient manifold algorithm for constructive interference based constant envelope precoding [J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2017, 24 (10): 1542–1546.
- [88] Mukherjee A, Fakoorian S A A, Huang J, et al. Principles of physical layer security in multiuser wireless networks: A survey [J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2014, 16 (3): 1550–1573.
- [89] Li L, Petropulu A P, Chen Z, et al. Improving wireless physical layer security via exploiting co-channel interference [J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2016, 10 (8): 1433–1448.
- [90] Li M, Ti G, Tian X, et al. QoS-based binary signature design for secure CDMA systems [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2017, 66 (11): 10011–10023.
- [91] Li M, Ti G, Liu Q. Secure beamformer designs in MU-MIMO systems with multiuser interference exploitation [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2018, 67 (9): 8288–8301.
- [92] Wang J, Huang Y, Jin S, et al. Resource management for device-to-device communication: A physical layer security perspective [J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2018, 36 (4): 946–960.
- [93] Khandaker M R A, Masouros C, Wong K-K. Constructive interference based secure precoding [C]. In *IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT)*, Aachen, Germany, 2017: 2875–2879.
- [94] Hero A. Secure space-time communication [J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2003, 49 (12): 3235–3249.
- [95] Khisti A, Wornell G W. Secure transmission with multiple antennas—Part I: The MISOME wiretap

- channel [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2010, 56 (7): 3088–3104.
- [96] Khisti A, Wornell G W. Secure transmission with multiple antennas—Part II: The MIMOME wiretap channel [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2010, 56 (11): 5515–5532.
- [97] Fakoorian S A A, Swindlehurst A L. Optimal power allocation for GSVD-based beamforming in the MIMO Gaussian wiretap channel [C]. In IEEE International Symposium on Information Theory Proceedings, Cambridge, USA, 2012: 2321–2325.
- [98] Huang J, Swindlehurst A L. Robust secure transmission in MISO channels based on worst-case optimization [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2012, 60 (4): 1696–1707.
- [99] Mukherjee A, Swindlehurst A L. Robust beamforming for security in MIMO wiretap channels with imperfect CSI [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2011, 59 (1): 351–361.
- [100] Liang Y-L, Wang Y-S, Chang T-H, et al. On the impact of quantized channel feedback in guaranteeing secrecy with artificial noise [C]. In IEEE International Symposium on Information Theory, Seoul, Korea, 2009: 2351–2355.
- [101] Rezki Z, Khisti A, Alouini M-S. On the secrecy capacity of the wiretap channel with imperfect main channel estimation [J]. IEEE Transactions on Communications, 2014, 62 (10): 3652–3664.
- [102] Rezki Z, Khisti A, Alouini M-S. Ergodic secret message capacity of the wiretap channel with finite-rate feedback [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2014, 13 (6): 3364–3379.
- [103] Cumanan K, Ding Z, Sharif B, et al. Secrecy rate optimizations for a MIMO secrecy channel with a multiple-antenna eavesdropper [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2014, 63 (4): 1678–1690.
- [104] Goel S, Negi R. Guaranteeing secrecy using artificial noise [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2008, 7 (6): 2180–2189.
- [105] Fakoorian S A A, Jafarkhani H, Swindlehurst A L. Secure space-time block coding via artificial noise alignment [C]. In Conference Record of the Forty Fifth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (ASILOMAR), Pacific Grove, USA, 2011: 651–655.
- [106] Li Q, Ma W-K. Spatially selective artificial-noise aided transmit optimization for MISO multi-Eves secrecy rate maximization [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2013, 61 (10): 2704–2717.
- [107] Lin P-H, Lai S-H, Lin S-C, et al. On secrecy rate of the generalized artificial-noise assisted secure beamforming for wiretap channels [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2013, 31 (9): 1728–1740.
- [108] Gerbracht S, Scheunert C, Jorswieck E A. Secrecy outage in MISO systems with partial channel information [J]. IEEE Transactions on Information Forensics and Security, 2012, 7 (2): 704–716.
- [109] Zhu J, Schober R, Bhargava V K. Secure transmission in multicell massive MIMO systems [J]. IEEE

- Transactions on Wireless Communications, 2014, 13 (9): 4766–4781.
- [110] Zhu J, Schober R, Bhargava V K. Linear precoding of data and artificial noise in secure massive MIMO systems [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15 (3): 2245–2261.
- [111] Moser I. Hooke-jeeves revisited [C]. In IEEE Congress on Evolutionary Computation, Trondheim, Norway, 2009: 2670–2676.
- [112] Masouros C, Zheng G. Exploiting known interference as green signal power for downlink beamforming optimization [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2015, 63 (14): 3628–3640.
- [113] Swindlehurst A L. Fixed SINR solutions for the MIMO wiretap channel [C]. In IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, Taipei, Taiwan, 2009: 2437–2440.
- [114] Talwar S, Viberg M, Paulraj A. Blind separation of synchronous co-channel digital signals using an antenna array—Part I: Algorithms [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1996, 44 (5): 1184–1197.
- [115] Liaskos C, Nie S, Tsoliaridou A, et al. A new wireless communication paradigm through software-controlled metasurfaces [J]. IEEE Communications Magazine, 2018, 56 (9): 162–169.
- [116] Wu Q, Zhang R. Towards smart and reconfigurable environment: Intelligent reflecting surface aided wireless network [J]. IEEE Communications Magazine, 2020, 58 (1): 106–112.
- [117] Pan C, Zhou G, Zhi K, et al. An overview of signal processing techniques for RIS/IRS-aided wireless systems [J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2022, 16 (5): 883–917.
- [118] Pan C, Ren H, Wang K, et al. Multicell MIMO communications relying on intelligent reflecting surfaces [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2020, 19 (8): 5218–5233.
- [119] 赵亚军, 菅梦楠. 6G 智能超表面技术应用与挑战 [J]. 无线电通信技术, 2021, 47 (6): 679–691.
- [120] 胡小玲. 智能反射面辅助的无线通信系统协同传输理论与方法研究 [D]. 浙江大学, 2021.
- [121] Li H, Cai W, Liu Y, et al. Intelligent reflecting surface enhanced wideband MIMO-OFDM communications: From practical model to reflection optimization [J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69 (7): 4807–4820.
- [122] 张磊, 崔铁军. 时空编码数字超材料和超表面研究进展 [J]. 中国科学基金, 2021, 35 (5): 694–700.
- [123] Tang W, Chen M Z, Chen X, et al. Wireless communications with reconfigurable intelligent surface: Path loss modeling and experimental measurement [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2021, 20 (1): 421–439.
- [124] Wu Q, Zhang R. Intelligent reflecting surface enhanced wireless network via joint active and passive beamforming [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2019, 18 (11): 5394–5409.
- [125] Yu X, Xu D, Schober R. MISO wireless communication systems via intelligent reflecting surfaces : (Invited Paper) [C]. In IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC),

Changchun, China, 2019: 735–740.

- [126] Pan C, Ren H, Wang K, et al. Intelligent reflecting surface aided MIMO broadcasting for simultaneous wireless information and power transfer [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2020, 38 (8): 1719–1734.
- [127] Han Y, Tang W, Jin S, et al. Large intelligent surface-assisted wireless communication exploiting statistical CSI [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68 (8): 8238–8242.
- [128] Ye J, Guo S, Alouini M-S. Joint reflecting and precoding designs for SER minimization in reconfigurable intelligent surfaces assisted MIMO systems [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2020, 19 (8): 5561–5574.
- [129] Perović N S, Renzo M D, Flanagan M F. Channel capacity optimization using reconfigurable intelligent surfaces in indoor mmWave environments [C]. In IEEE International Conference on Communications (ICC), Dublin, Ireland, 2020: 1–7.
- [130] Pan C, Ren H, Wang K, et al. Multicell MIMO communications relying on intelligent reflecting surfaces [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2020, 19 (8): 5218–5233.
- [131] Huang C, Zappone A, Alexandropoulos G C, et al. Reconfigurable intelligent surfaces for energy efficiency in wireless communication [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2019, 18 (8): 4157–4170.
- [132] Yu X, Xu D, Sun Y, et al. Robust and secure wireless communications via intelligent reflecting surfaces [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2020, 38 (11): 2637–2652.
- [133] Abeywickrama S, Zhang R, Wu Q, et al. Intelligent reflecting surface: Practical phase shift model and beamforming optimization [J]. IEEE Transactions on Communications, 2020, 68 (9): 5849–5863.
- [134] Badiu M-A, Coon J P. Communication through a large reflecting surface with phase errors [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2020, 9 (2): 184–188.
- [135] Huang C, Mo R, Yuen C. Reconfigurable intelligent surface assisted multiuser MISO systems exploiting deep reinforcement learning [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2020, 38 (8): 1839–1850.
- [136] Yang K, Shi Y, Zhou Y, et al. Federated machine learning for intelligent IoT via reconfigurable intelligent surface [J]. IEEE Network, 2020, 34 (5): 16–22.
- [137] Hu C, Dai L, Han S, et al. Two-timescale channel estimation for reconfigurable intelligent surface aided wireless communications [J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69 (11): 7736–7747.
- [138] You C, Zheng B, Zhang R. Channel estimation and passive beamforming for intelligent reflecting surface: Discrete phase shift and progressive refinement [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2020, 38 (11): 2604–2620.

- [139] Zheng B, You C, Zhang R. Intelligent reflecting surface assisted multi-user OFDMA: Channel estimation and training design [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2020, 19 (12): 8315–8329.
- [140] de Araújo G T, de Almeida A L F, Boyer R. Channel estimation for intelligent reflecting surface assisted MIMO systems: A tensor modeling approach [J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2021, 15 (3): 789–802.
- [141] Swindlehurst A L, Zhou G, Liu R, et al. Channel estimation with reconfigurable intelligent surfaces—A general framework [J]. Proceedings of the IEEE, 2022, 110 (9): 1312–1338.
- [142] Alodeh M, Chatzinotas S, Ottersten B. Constructive multiuser interference in symbol level precoding for the MISO downlink channel [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2015, 63 (9): 2239–2252.
- [143] Alodeh M, Spano D, Kalantari A, et al. Symbol-level and multicast precoding for multiuser multi-antenna downlink: A state-of-the-art, classification, and challenges [J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2018, 20 (3): 1733–1757.
- [144] Li A, Spano D, Krivochiza J, et al. A tutorial on interference exploitation via symbol-level precoding: Overview, state-of-the-art and future directions [J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2020, 22 (2): 796–839.
- [145] Van Huynh N, Hoang D T, Lu X, et al. Ambient backscatter communications: A contemporary survey [J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2018, 20 (4): 2889–2922.
- [146] Liang Y-C, Zhang Q, Larsson E G, et al. Symbiotic radio: Cognitive backscattering communications for future wireless networks [J]. IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking, 2020, 6 (4): 1242–1255.
- [147] Yan W, Yuan X, Kuai X. Passive beamforming and information transfer via large intelligent surface [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2020, 9 (4): 533–537.
- [148] Yan W, Yuan X, He Z-Q, et al. Passive beamforming and information transfer design for reconfigurable intelligent surfaces aided multiuser MIMO systems [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2020, 38 (8): 1793–1808.
- [149] Guo S, Lv S, Zhang H, et al. Reflecting modulation [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2020, 38 (11): 2548–2561.
- [150] Zhang Q, Liang Y-C, Poor H V. Reconfigurable intelligent surface assisted MIMO symbiotic radio networks [J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69 (7): 4832–4846.
- [151] Basar E. Reconfigurable intelligent surface-based index modulation: A new beyond MIMO paradigm for 6G [J]. IEEE Transactions on Communications, 2020, 68 (5): 3187–3196.
- [152] Ma Y, Liu R, Li M, et al. Passive information transmission in intelligent reflecting surface aided MISO

- systems [J]. IEEE Communications Letters, 2020, 24 (12): 2951–2955.
- [153] Steihaug T. The conjugate gradient method and trust regions in large scale optimization [J]. SIAM Journal on Numerical Analysis, 1983, 20 (3): 626–637.
- [154] Wiesel A, Eldar Y, Shamai S. Linear precoding via conic optimization for fixed MIMO receivers [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2006, 54 (1): 161–176.
- [155] Narendra, Fukunaga. A branch and bound algorithm for feature subset selection [J]. IEEE Transactions on Computers, 1977, 26 (9): 917–922.
- [156] Zheng L, Lops M, Eldar Y C, et al. Radar and communication coexistence: An overview: A review of recent methods [J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2019, 36 (5): 85–99.
- [157] Liu F, Masouros C, Petropulu A P, et al. Joint radar and communication design: Applications, state-of-the-art, and the road ahead [J]. IEEE Transactions on Communications, 2020, 68 (6): 3834–3862.
- [158] Zhang A, Rahman M L, Huang X, et al. Perceptive mobile networks: Cellular networks with radio vision via joint communication and radar sensing [J]. IEEE Vehicular Technology Magazine, 2021, 16 (2): 20–30.
- [159] Zhang J A, Rahman M L, Wu K, et al. Enabling joint communication and radar sensing in mobile networks—A survey [J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2022, 24 (1): 306–345.
- [160] Liu F, Cui Y, 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.
- [161] 闫实, 彭木根, 王文博. 通信-感知-计算融合:6G 愿景与关键技术 [J]. 北京邮电大学学报, 2021, 44 (4): 1–11.
- [162] Zhang J A, Liu F, Masouros C, et al. An overview of signal processing techniques for joint communication and radar sensing [J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2021, 15 (6): 1295–1315.
- [163] 段向阳, 杨立, 夏树强, 等. 通感算智一体化技术发展模式 [J]. 电信科学, 2022, 38 (3): 37–48.
- [164] 刘让, 罗泓昊, 李明. 智能超表面在通信感知一体化系统中的应用 [J]. 中兴通讯技术, 2022, 28 (3): 53–57.
- [165] 刘凡. MIMO 雷达与多用户 MIMO 通信频谱共享关键技术研究 [D]. 北京理工大学, 2018.
- [166] Wu K, Zhang J A, Huang X, et al. Waveform design and accurate channel estimation for frequency-hopping MIMO radar-based communications [J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69 (2): 1244–1258.
- [167] Hassanien A, Amin M G, Zhang Y D, et al. Dual-function radar-communications: Information embedding using sidelobe control and waveform diversity [J]. IEEE Transactions on Signal Processing,

2016, 64 (8): 2168–2181.

- [168] Li J, Stoica P. MIMO radar with colocated antennas [J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2007, 24 (5): 106–114.
- [169] Stoica P, Li J, Xie Y. On probing signal design for MIMO radar [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2007, 55 (8): 4151–4161.
- [170] Liu A, Huang Z, Li M, et al. A survey on fundamental limits of integrated sensing and communication [J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2022, 24 (2): 994–1034.
- [171] Liu F, Masouros C, Li A, et al. MU-MIMO communications with MIMO radar: From co-existence to joint transmission [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2018, 17 (4): 2755–2770.
- [172] Liu X, Huang T, Shlezinger N, et al. Joint transmit beamforming for multiuser MIMO communications and MIMO radar [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2020, 68: 3929–3944.
- [173] Liu F, Masouros C. Joint beamforming design for extended target estimation and multiuser communication [C]. In IEEE Radar Conference (RadarConf20), Florence, Italy, 2020: 1–6.
- [174] Guerci J R. Space-time adaptive processing for radar [M]. Artech House, 2014.
- [175] Tang B, Tang J. Joint design of transmit waveforms and receive filters for MIMO radar space-time adaptive processing [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2016, 64 (18): 4707–4722.
- [176] Cui G, Yu X, Carotenuto V, et al. Space-time transmit code and receive filter design for colocated MIMO radar [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2017, 65 (5): 1116–1129.
- [177] Tang B, Tuck J, Stoica P. Polyphase waveform design for MIMO radar space time adaptive processing [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2020, 68: 2143–2154.
- [178] O’ Rourke S M, Setlur P, Rangaswamy M, et al. Relaxed biquadratic optimization for joint filter-signal design in signal-dependent STAP [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2018, 66 (5): 1300–1315.
- [179] O’ Rourke S M, Setlur P, Rangaswamy M, et al. Quadratic semidefinite programming for waveform-constrained joint filter-signal design in STAP [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2020, 68: 1744–1759.
- [180] Sun G, He Z, Tong J, et al. Mutual information-based waveform design for MIMO radar space-time adaptive processing [J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2021, 59 (4): 2909–2921.
- [181] Wu L, Babu P, Palomar D P. Transmit waveform/receive filter design for MIMO radar with multiple waveform constraints [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2018, 66 (6): 1526–1540.
- [182] Sun G, He Z, Tong J, et al. Knowledge-aided covariance matrix estimation via Kronecker product expansions for airborne STAP [J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2018, 15 (4): 527–

531.

- [183] Hu J, Li J, Li H, et al. A novel covariance matrix estimation via cyclic characteristic for STAP [J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2020, 17 (11): 1871–1875.
- [184] Sun G, Li M, Tong J, et al. Structured clutter covariance matrix estimation for airborne MIMO radar with limited training data [J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2022, 19: 1–5.
- [185] Shi Q, Hong M. Penalty dual decomposition method for nonsmooth nonconvex optimization—Part I: Algorithms and convergence analysis [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2020, 68: 4108–4122.
- [186] Sun Y, Babu P, Palomar D P. Majorization-minimization algorithms in signal processing, communications, and machine learning [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2017, 65 (3): 794–816.
- [187] Huang W, Gallivan K A, Absil P-A. A Broyden class of quasi-Newton methods for Riemannian optimization [J]. SIAM Journal on Optimization, 2015, 25 (3): 1660–1685.
- [188] Absil P A, Mahony R, Sepulchre R. Optimization on matrix manifolds [M]. Princeton, NJ: Princeton University Press, 2008.
- [189] Xu L, Li J, Stoica P. Target detection and parameter estimation for MIMO radar systems [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2008, 44 (3): 927–939.
- [190] Horn R A, Johnson C R. Matrix analysis [M]. Cambridge university press, 2012.
- [191] Steeb W-H, Hardy Y. Matrix calculus and Kronecker product: A practical approach to linear and multilinear algebra [M]. World Scientific Publishing Company, 2011.
- [192] Liu Y, Zhao J, Li M, et al. Intelligent reflecting surface aided MISO uplink communication network: Feasibility and power minimization for perfect and imperfect CSI [J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69 (3): 1975–1989.
- [193] Letaief K B, Chen W, Shi Y, et al. The roadmap to 6G: AI empowered wireless networks [J]. IEEE Communications Magazine, 2019, 57 (8): 84–90.
- [194] Pan C, Ren H, Wang K, et al. Reconfigurable intelligent surfaces for 6G systems: Principles, applications, and research directions [J]. IEEE Communications Magazine, 2021, 59 (6): 14–20.
- [195] Jiang Z-M, Rihan M, Zhang P, et al. Intelligent reflecting surface aided dual-function radar and communication system [J]. IEEE Systems Journal, 2022, 16 (1): 475–486.
- [196] Song X, Han T X, Xu J. Cramér-Rao bound minimization for IRS-enabled multiuser integrated sensing and communication with extended target [J]. ArXiv preprint arXiv:2210.16592, 2022.
- [197] Xing Z, Wang R, Yuan X. Joint active and passive beamforming design for reconfigurable intelligent surface enabled integrated sensing and communication [J]. IEEE Transactions on Communications, 2023, 71 (4): 2457–2474.

- [198] Wang Z, Mu X, Liu Y. STARS enabled integrated sensing and communications [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2023: 1–1.
- [199] He Y, Cai Y, Mao H, 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.
- [200] Prasobh Sankar R S, Deepak B, Chepuri S P. Joint communication and radar sensing with reconfigurable intelligent surfaces [C]. In IEEE International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC), Lucca, Italy, 2021: 471–475.
- [201] Wei T, Wu L, Mishra K V, et al. Multiple IRS-assisted wideband dual-function radar-communication [C]. In IEEE International Symposium on Joint Communications & Sensing (JC&S), Seefeld, Austria, 2022: 1–5.
- [202] Yan S, Cai S, Xia W, et al. A reconfigurable intelligent surface aided dual-function radar and communication system [C]. In IEEE International Symposium on Joint Communications & Sensing (JC&S), Seefeld, Austria, 2022: 1–6.
- [203] Liu R, Li M, Swindlehurst A L. Joint beamforming and reflection design for RIS-assisted ISAC systems [C]. In European Signal Processing Conference (EUSIPCO), Belgrade, Serbia, 2022: 997–1001.
- [204] Mishra K V, Chattopadhyay A, Acharjee S S, et al. Optm3sec: Optimizing multicast IRS-aided multiantenna DFRC secrecy channel with multiple eavesdroppers [C]. In IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), Singapore, Singapore, 2022: 9037–9041.
- [205] Sabharwal A, Schniter P, Guo D, et al. In-band full-duplex wireless: Challenges and opportunities [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2014, 32 (9): 1637–1652.
- [206] Guerci J R. Cognitive radar: A knowledge-aided fully adaptive approach [C]. In IEEE Radar Conference, Arlington, USA, 2010: 1365–1370.
- [207] Aubry A, DeMaio A, Farina A, et al. Knowledge-aided (potentially cognitive) transmit signal and receive filter design in signal-dependent clutter [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2013, 49 (1): 93–117.
- [208] Golub G H, Van Loan C F. Matrix computations [M]. JHU press, 2013.

附录 A 第 4 章相关证明

A.1 命题 4.1 的证明

证明：设 max-min 公平性问题 (4.31) 的最优解为 \mathbf{x}_m^* , $\forall m$ 和 t^* , 并定义分配给第 m 个预编码向量的功率为 $P_m \triangleq \|\mathbf{x}_m^*\|^2$ 。给定功率分配, 问题 (4.31) 可以划分为 Ω^K 个子问题, 其中第 m 个子问题为

$$\max_{\mathbf{x}_m, t_m} t_m \quad (\text{A.1a})$$

$$\text{s.t. } \Re\{\tilde{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{x}_m e^{-j\angle s_{m,k}}\} \sin \vartheta - \left| \Im\{\tilde{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{x}_m e^{-j\angle s_{m,k}}\} \right| \cos \vartheta \geq t_m, \quad \forall k \quad (\text{A.1b})$$

$$\|\mathbf{x}_m\|^2 \leq P_m \quad (\text{A.1c})$$

显然, 该问题的最优解 \mathbf{x}_m^* 使得不等式约束 (A.1c) 取等号。而且, \mathbf{x}_m^* 也是下面这个功率最小化问题的最优解

$$\min_{\mathbf{x}_m} \|\mathbf{x}_m\|^2 \quad (\text{A.2a})$$

$$\text{s.t. } \Re\{\tilde{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{x}_m e^{-j\angle s_{m,k}}\} \sin \vartheta - \left| \Im\{\tilde{\mathbf{h}}_k^H \mathbf{x}_m e^{-j\angle s_{m,k}}\} \right| \cos \vartheta \geq t_m^*, \quad \forall k \quad (\text{A.2b})$$

此处利用反证法来证明上述结论。假设 \mathbf{x}_m^* 不是问题 (A.2) 的最优解, 存在另一个解 $\bar{\mathbf{x}}_m$ 满足条件 (A.2b) 且需要更少的发射功率, 即 $\|\bar{\mathbf{x}}_m\| < P_m$ 。因此, 通过等比例放大 $\bar{\mathbf{x}}_m$ 使其功率等于 P_m , 即另功率限制 (A.1c) 取等, 则会产生一个更大的 t_m , 也就意味着 \mathbf{x}_m^* 不再是问题的最优解, 这与原始的假设矛盾。所以, 可以得到结论: 问题 (A.1) 的最优解也是问题 (A.2) 的最优解。

此外, 考虑到约束条件 (A.2b) 是一个线性函数, 因此用任意一个 $t_0 > 0$ 代替 t_m 作为 (A.2b) 中的通信质量要求, 那么对应的功率最小化问题的最优解 $\tilde{\mathbf{x}}_m^*$ 则为 \mathbf{x}_m^* 的缩放版本。具体来说, $\mathbf{x}_m^* = \sqrt{P_m} \tilde{\mathbf{x}}_m^* / \|\tilde{\mathbf{x}}_m^*\|$ 。若将通信质量要求设置为 $t_0 = \sigma_k \sqrt{\Gamma_k} \sin \vartheta$, 那么问题 (A.2) 的格式与问题 (4.5) 有相同的格式, 这意味着功率最小化问题的最优解 $\tilde{\mathbf{x}}_m^*$ 是 max-min 公平性问题最优解 \mathbf{x}_m^* 的缩放版本。命题 4.1 得证。

附录 B 第 6 章相关证明

B.1 问题 (6.39) 与问题 (6.40) 的等价转化

已知 $\tilde{\mathbf{H}}_q(\phi)\mathbf{x} = [\mathbf{I}_L \otimes \mathbf{H}_q(\phi)]\mathbf{J}_{r_q}\mathbf{x} = [\mathbf{I}_L \otimes \mathbf{A}_q + \mathbf{I}_L \otimes (\mathbf{h}_{c,q}\phi^T \mathbf{B}_q) + \mathbf{I}_L \otimes (\mathbf{B}_q^H \phi \mathbf{h}_{c,q}^H) + \mathbf{I}_L \otimes (\mathbf{B}_q^H \phi \phi^T \mathbf{B}_q)]\mathbf{J}_{r_q}\mathbf{x}$ 。因此，利用克罗内克积的以下性质^[208]

$$\text{vec}\{\mathbf{ABC}\} = (\mathbf{C}^T \otimes \mathbf{A})\text{vec}\{\mathbf{B}\} \quad (\text{B.1})$$

可以推导得到

$$(\mathbf{I}_L \otimes \mathbf{h}_{c,q}\phi^T \mathbf{B}_q)\mathbf{J}_{r_q}\mathbf{x} = \text{vec}\{\mathbf{h}_{c,q}\phi^T \mathbf{B}_q \mathbf{X}_q \mathbf{I}_L\} = [(\mathbf{B}_q \mathbf{X}_q)^T \otimes \mathbf{h}_{c,q}]\phi \quad (\text{B.2a})$$

$$(\mathbf{I}_L \otimes \mathbf{B}_q^H \phi \mathbf{h}_{c,q}^H)\mathbf{J}_{r_q}\mathbf{x} = [(\mathbf{h}_{c,q}^H \mathbf{X}_q)^T \otimes \mathbf{B}_q^H]\phi \quad (\text{B.2b})$$

$$(\mathbf{I}_L \otimes \mathbf{B}_q^H \phi \phi^T \mathbf{B}_q)\mathbf{J}_{r_q}\mathbf{x} = [(\mathbf{B}_q \mathbf{X}_q)^T \otimes \mathbf{B}_q^H]\text{vec}\{\phi \phi^T\} \quad (\text{B.2c})$$

式中矩阵 $\mathbf{X}_q \in \mathbb{C}^{N_t \times L}$ 是向量 $\mathbf{J}_{r_q}\mathbf{x}$ 的矩阵形式，即 $\mathbf{J}_{r_q}\mathbf{x} = \text{vec}\{\mathbf{X}_q\}$ 。利用公式 (B.2) 中的结果，目标函数 $f_2(\phi)$ 中的 $\tilde{\mathbf{H}}_q(\phi)\mathbf{x}$ 项等价地整理为

$$\tilde{\mathbf{H}}_q(\phi)\mathbf{x} = \mathbf{a}_q + \mathbf{C}_q\phi + \mathbf{D}_q\text{vec}\{\phi \phi^T\} \quad (\text{B.3})$$

式中定义

$$\mathbf{a}_q \triangleq (\mathbf{I}_L \otimes \mathbf{A}_q)\mathbf{J}_{r_q}\mathbf{x}, \quad \mathbf{D}_q \triangleq (\mathbf{B}_q \mathbf{X}_q)^T \otimes \mathbf{B}_q^H \quad (\text{B.4a})$$

$$\mathbf{C}_q \triangleq (\mathbf{B}_q \mathbf{X}_q)^T \otimes \mathbf{h}_{c,q} + (\mathbf{h}_{c,q}^H \mathbf{X}_q)^T \otimes \mathbf{B}_q^H \quad (\text{B.4b})$$

根据公式 (B.3) 中的结果， $f_2(\phi)$ 中的 $\tilde{\mathbf{H}}_q(\phi)\mathbf{x}\mathbf{x}^H \tilde{\mathbf{H}}_q^H(\phi)$ 项也可以整理为关于变量 ϕ 的表达式。类似地， $\tilde{\mathbf{H}}_0(\phi)\mathbf{x}$ 整理为

$$\tilde{\mathbf{H}}_0(\phi)\mathbf{x} = \mathbf{a}_0 + \mathbf{C}_0\phi + \mathbf{D}_0\text{vec}\{\phi \phi^T\} \quad (\text{B.5})$$

式中定义

$$\mathbf{a}_0 \triangleq (\mathbf{I}_L \otimes \mathbf{A}_0)\mathbf{x} \quad (\text{B.6a})$$

$$\mathbf{C}_0 \triangleq (\mathbf{B}_0 \mathbf{X}_0)^T \otimes \mathbf{h}_t + (\mathbf{h}_t^H \mathbf{X}_0)^T \otimes \mathbf{B}_0^H \quad (\text{B.6b})$$

$$\mathbf{D}_0 \triangleq (\mathbf{B}_0 \mathbf{X}_0)^T \otimes \mathbf{B}_0^H \quad (\text{B.6c})$$

矩阵 $\mathbf{X}_0 \in \mathbb{C}^{N_t \times L}$ 是向量 \mathbf{x} 的矩阵形式, 即 $\mathbf{x} = \text{vec}\{\mathbf{X}_0\}$ 。将 (B.3) 和 (B.5) 中的结果代入 (6.40a), 目标函数 $f_2(\phi)$ 整理为

$$\begin{aligned} f_2(\phi) &= \phi^H \mathbf{F}_t \phi + \Re\{\phi^H \mathbf{f}_t\} + \mathbf{v}^H \mathbf{F}_{v,t} \mathbf{v} + \Re\{\mathbf{v}^H \mathbf{f}_{v,t}\} + \Re\{\mathbf{v}^H \mathbf{L}_t \phi\} + c_2 \\ &\quad + \frac{\rho}{2} \|\phi - \boldsymbol{\varphi}_t + \frac{\boldsymbol{\mu}_2}{\rho}\|^2 \end{aligned} \quad (\text{B.7})$$

式中定义

$$\mathbf{v} \triangleq \text{vec}\{\phi \phi^T\} \quad (\text{B.8a})$$

$$\mathbf{F}_t \triangleq \sum_{q=1}^Q \zeta_q^2 \mathbf{C}_q^H \mathbf{M}_t^{-1} \mathbf{s}_t \mathbf{s}_t^H \mathbf{M}_t^{-1} \mathbf{C}_q \quad (\text{B.8b})$$

$$\mathbf{f}_t \triangleq 2 \sum_{q=1}^Q \zeta_q^2 \mathbf{C}_q^H \mathbf{M}_t^{-1} \mathbf{s}_t \mathbf{s}_t^H \mathbf{M}_t^{-1} \mathbf{a}_q - 2 \mathbf{C}_0^H \mathbf{M}_t^{-1} \mathbf{s}_t \quad (\text{B.8c})$$

$$\mathbf{F}_{v,t} \triangleq \sum_{q=1}^Q \zeta_q^2 \mathbf{D}_q^H \mathbf{M}_t^{-1} \mathbf{s}_t \mathbf{s}_t^H \mathbf{M}_t^{-1} \mathbf{D}_q \quad (\text{B.8d})$$

$$\mathbf{f}_{v,t} \triangleq 2 \sum_{q=1}^Q \zeta_q^2 \mathbf{D}_q^H \mathbf{M}_t^{-1} \mathbf{s}_t \mathbf{s}_t^H \mathbf{M}_t^{-1} \mathbf{a}_q - 2 \mathbf{D}_0^H \mathbf{M}_t^{-1} \mathbf{s}_t \quad (\text{B.8e})$$

$$\mathbf{L}_t \triangleq 2 \sum_{q=1}^Q \zeta_q^2 \mathbf{D}_q^H \mathbf{M}_t^{-1} \mathbf{s}_t \mathbf{s}_t^H \mathbf{M}_t^{-1} \mathbf{C}_q \quad (\text{B.8f})$$

$$c_2 \triangleq \sum_{q=1}^Q \zeta_q^2 \mathbf{s}_t^H \mathbf{M}_t^{-1} \mathbf{a}_q \mathbf{a}_q^H \mathbf{M}_t^{-1} \mathbf{s}_t - 2 \mathbf{s}_t^H \mathbf{M}_t^{-1} \mathbf{a}_0 \quad (\text{B.8g})$$

此外, 考虑到计算和存储维度为 $N^2 \times L$ 的矩阵 \mathbf{C}_q 和维度为 $N_t L \times N^2$ 的矩阵 \mathbf{D}_q 非常消耗计算机资源, 接下来将通过整理 (B.8) 中的表达式来消除中间变量 \mathbf{C}_q 和 \mathbf{D}_q , $\forall q = 0, 1, \dots, Q$, 从而降低后续推导的计算复杂度。具体来说, 利用 (B.1) 中的变换可以得到

$$\mathbf{D}_q^H \mathbf{M}_t^{-1} \mathbf{s}_t = [(\mathbf{X}_q^H \mathbf{B}_q^H)^T \otimes \mathbf{B}_q] \mathbf{M}_t^{-1} \mathbf{s}_t \quad (\text{B.9a})$$

$$= \text{vec}\{\mathbf{B}_q \widetilde{\mathbf{M}}_t \mathbf{X}_q^H \mathbf{B}_q^H\} \quad (\text{B.9b})$$

$$\mathbf{C}_q^H \mathbf{M}_t^{-1} \mathbf{s}_t = [(\mathbf{X}_q^H \mathbf{B}_q^H)^T \otimes \mathbf{h}_{c,q}^H + (\mathbf{X}_q^H \mathbf{h}_{c,q})^T \otimes \mathbf{B}_q] \mathbf{M}_t^{-1} \mathbf{s}_t \quad (\text{B.9c})$$

$$= \text{vec}\{\mathbf{h}_{c,q}^H \widetilde{\mathbf{M}}_t \mathbf{X}_q^H \mathbf{B}_q^H + \mathbf{B}_q \widetilde{\mathbf{M}}_t \mathbf{X}_q^H \mathbf{h}_{c,q}\} \quad (\text{B.9d})$$

$$= \mathbf{B}_q^* \mathbf{X}_q^* \widetilde{\mathbf{M}}_t^T \mathbf{h}_{c,q}^* + \mathbf{B}_q \widetilde{\mathbf{M}}_t \mathbf{X}_q^H \mathbf{h}_{c,q} \quad (\text{B.9e})$$

式中 $\tilde{\mathbf{M}}_t \in \mathbb{C}^{N_t \times L}$ 是向量 $\mathbf{M}_t^{-1}\mathbf{s}_t$ 的矩阵形式，即 $\mathbf{M}_t^{-1}\mathbf{s}_t = \text{vec}\{\tilde{\mathbf{M}}_t\}$ 。因此，通过定义

$$\tilde{\mathbf{D}}_{q,t} \triangleq \mathbf{B}_q \tilde{\mathbf{M}}_t \mathbf{X}_q^H \mathbf{B}_q^H \quad (\text{B.10a})$$

$$\tilde{\mathbf{c}}_{q,t} \triangleq \mathbf{B}_q^* \mathbf{X}_q^* \tilde{\mathbf{M}}_t^T \mathbf{h}_{c,q}^* + \mathbf{B}_q \tilde{\mathbf{M}}_t \mathbf{X}_q^H \mathbf{h}_{c,q} \quad (\text{B.10b})$$

将 \mathbf{F}_t , \mathbf{f}_t , $\mathbf{F}_{v,t}$, $\mathbf{f}_{v,t}$ 和 \mathbf{L}_t 整理为以下更加简洁的形式

$$\mathbf{F}_t = \sum_{q=1}^Q \zeta_q^2 \tilde{\mathbf{c}}_{q,t} \tilde{\mathbf{c}}_{q,t}^H \quad (\text{B.11a})$$

$$\mathbf{f}_t = 2 \sum_{q=1}^Q \zeta_q^2 \mathbf{s}_t^H \mathbf{M}_t^{-1} \mathbf{a}_q \tilde{\mathbf{c}}_{q,t} - 2 \tilde{\mathbf{c}}_{0,t} \quad (\text{B.11b})$$

$$\mathbf{F}_{v,t} = \sum_{q=1}^Q \zeta_q^2 \text{vec}\{\tilde{\mathbf{D}}_{q,t}\} \text{vec}^H\{\tilde{\mathbf{D}}_{q,t}\} \quad (\text{B.11c})$$

$$\mathbf{f}_{v,t} = 2 \sum_{q=1}^Q \zeta_q^2 \mathbf{s}_t^H \mathbf{M}_t^{-1} \mathbf{a}_q \text{vec}\{\tilde{\mathbf{D}}_{q,t}\} - 2 \text{vec}\{\tilde{\mathbf{D}}_{0,t}\} \quad (\text{B.11d})$$

$$\mathbf{L}_t = 2 \sum_{q=1}^Q \zeta_q^2 \text{vec}\{\tilde{\mathbf{D}}_{q,t}\} \tilde{\mathbf{c}}_{q,t}^H \quad (\text{B.11e})$$

同样地，利用克罗内克积的性质 (B.1) 来处理通信限制条件 (6.22a)~(6.22c)。具体来说，有以下变换

$$[\mathbf{h}_{k,l}^H + (\mathbf{e}_l^T \otimes \boldsymbol{\phi}^T) \mathbf{G}_k] \mathbf{x} = \mathbf{h}_{k,l}^H \mathbf{x} + \boldsymbol{\phi}^T \tilde{\mathbf{G}}_k \mathbf{e}_l \quad (\text{B.12a})$$

$$= \mathbf{h}_{k,l}^H \mathbf{x} + \tilde{\mathbf{g}}_{k,l}^T \boldsymbol{\phi} \quad (\text{B.12b})$$

式中 $\tilde{\mathbf{G}}_k \in \mathbb{C}^{N \times L}$ 为向量 $\mathbf{G}_k \mathbf{x}$ 的矩阵形式，即 $\mathbf{G}_k \mathbf{x} = \text{vec}\{\tilde{\mathbf{G}}_k\}$ ，同时定义 $\tilde{\mathbf{g}}_{k,l} \triangleq \tilde{\mathbf{G}}_k \mathbf{e}_l$ 。因此，通信限制条件 (6.22a)~(6.22c) 可以整理为以下更简洁的形式

$$\mathbf{h}_{k,l}^H \mathbf{x} + \tilde{\mathbf{g}}_{k,l}^T \boldsymbol{\phi} = \alpha_{k,l} \gamma_{k,l}^{\text{ZF}}, \quad \alpha_{k,l} \geq 1, \quad \forall k, \forall l, \quad (\text{B.13a})$$

$$|\mathbf{h}_{k,l}^H \mathbf{x} + \tilde{\mathbf{g}}_{k,l}^T \boldsymbol{\phi} - \alpha_{k,l} \gamma_{k,l}^{\text{ZF}}|^2 \leq \epsilon, \quad \alpha_{k,l} \geq 1, \quad \forall k, \forall l \quad (\text{B.13b})$$

$$\Re\{\gamma_{k,l}^{\text{CI}}(\mathbf{h}_{k,l}^H \mathbf{x} + \tilde{\mathbf{g}}_{k,l}^T \boldsymbol{\phi})\} \geq 1, \quad \forall k, \forall l \quad (\text{B.13c})$$

根据 (B.7) 中目标函数 $f_2(\boldsymbol{\phi})$ 的表达式和 (B.13) 中通信限制条件的表达式，可以证明问题 (6.39) 与问题 (6.40) 是等价的。

B.2 矩阵 $\tilde{\mathbf{F}}_{v,t}$ 的推导

利用 (B.11c) 中矩阵 $\mathbf{F}_{v,t}$ 的表达式, 可以得到

$$\mathbf{F}_{v,t} \mathbf{v}_t = \sum_{q=1}^Q \varsigma_q^2 \text{vec}\{\tilde{\mathbf{D}}_{q,t}\} \text{vec}^H\{\tilde{\mathbf{D}}_{q,t}\} \text{vec}\{\boldsymbol{\phi} \boldsymbol{\phi}^T\} \quad (\text{B.14a})$$

$$= \sum_{q=1}^Q \varsigma_q^2 \text{vec}\{\tilde{\mathbf{D}}_{q,t}\} \text{Tr}\{\boldsymbol{\phi}_t \boldsymbol{\phi}_t^T \tilde{\mathbf{D}}_{q,t}^H\} \quad (\text{B.14b})$$

$$= \sum_{q=1}^Q \varsigma_q^2 \boldsymbol{\phi}_t^T \tilde{\mathbf{D}}_{q,t}^H \boldsymbol{\phi}_t \text{vec}\{\tilde{\mathbf{D}}_{q,t}\} \quad (\text{B.14c})$$

其中, (B.14b) 的推导利用以下等式

$$\text{Tr}\{\mathbf{ABCD}\} = \text{vec}^H\{\mathbf{D}^H\}(\mathbf{C}^T \otimes \mathbf{A})\text{vec}\{\mathbf{B}\} \quad (\text{B.15})$$

将 (B.14c) 中的结果代入 (6.45), 向量 $\tilde{\mathbf{f}}_{v,t}$ 的表达式整理为

$$\tilde{\mathbf{f}}_{v,t} = 2 \sum_{q=1}^Q \varsigma_q^2 \boldsymbol{\phi}_t^T \tilde{\mathbf{D}}_{q,t}^H \boldsymbol{\phi}_t \text{vec}\{\tilde{\mathbf{D}}_{q,t}\} - 2\lambda_1 \text{vec}\{\boldsymbol{\phi} \boldsymbol{\phi}^T\} \quad (\text{B.16})$$

结合式 (B.11d) 中向量 $\mathbf{f}_{v,t}$ 的表达式, 可以获得向量 $\tilde{\mathbf{f}}_{v,t} + \mathbf{f}_{v,t}$ 的矩阵形式 $\tilde{\mathbf{F}}_{v,t}$ 为

$$\tilde{\mathbf{F}}_{v,t} = 2 \sum_{q=1}^Q \varsigma_q^2 (\boldsymbol{\phi}_t^T \tilde{\mathbf{D}}_{q,t}^H \boldsymbol{\phi}_t + \mathbf{s}_t^H \mathbf{M}_t^{-1} \mathbf{a}_q) \tilde{\mathbf{D}}_{q,t} - 2\tilde{\mathbf{D}}_{0,t} - 2\lambda_1 \boldsymbol{\phi}_t \boldsymbol{\phi}_t^T \quad (\text{B.17})$$

所以, 证得式 (6.47) 中关于矩阵 $\tilde{\mathbf{F}}_{v,t}$ 的表达式。

攻读博士学位期间科研项目及科研成果

已发表论文

- [1] **Liu Rang**, Li H, Li M*. Symbol-level hybrid precoding in mmWave multiuser MISO systems [J]. *IEEE Communications Letters*, 2019, 23(9): 1636-1639. (SCI, IF: 4.1, 本学位论文第二章)
- [2] **Liu Rang**, Li M*, Liu Q, Swindlehurst L. Secure symbol-level precoding in MU-MISO wiretap systems[J]. *IEEE Transactions on Information Forensics and Security*, 2020, 15: 3359-3373. (SCI, IF: 6.8, 本学位论文第三章)
- [3] **Liu Rang**, Li M*, Liu Q, Swindlehurst L. Joint symbol-level precoding and reflecting designs for IRS-enhanced MU-MISO systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2021, 20(2): 798-811. (SCI, IF: 10.4, 本学位论文第四章)
- [4] **Liu Rang**, Li M*, Liu Q, Swindlehurst L, Wu Q. Intelligent reflecting surface based passive information transmission: A symbol-level precoding approach[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2021, 70(7): 6735-6749. (SCI, IF: 6.8, 本学位论文第四章)
- [5] **Liu Rang**, Li M*, Liu Q, Swindlehurst L. Joint waveform and filter designs for STAP-SLP-based MIMO-DFRC systems[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2022, 40(6): 1918-1931. (SCI, IF: 16.4, 本学位论文第五章)
- [6] **Liu Rang**, Li M*, Liu Q, Swindlehurst L. Dual-functional radar-communication waveform design: A symbol-level precoding approach[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2021, 15(6): 1316-1331. (SCI, IF: 7.5, 本学位论文第五章)
- [7] **Liu Rang**, Li M*, Liu Y, Wu Q, Liu Q. Joint transmit waveform and passive beamforming design for RIS-aided DFRC systems[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2022, 16(5): 995-1010. (SCI, IF: 7.5, 本学位论文第六章)
- [8] **Liu Rang**, Li M*, Luo H, Liu Q, Swindlehurst L. Integrated sensing and communication with reconfigurable intelligent surfaces: Opportunities, applications, and future directions[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2023, 30(1): 50-57. (SCI, IF: 12.9, 本学位论文第六章)
- [9] 刘让, 罗泓昊, 李明 *. 智能超表面在通信感知一体化系统中的应用 [J]. 中兴通讯技术, 2022, 28(3): 53-57. (本学位论文第六章)

- [10] **Liu Rang**, Bo Z, Li M*, Liu Q. End-to-end learning for symbol-level precoding and detection with adaptive modulation[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2023, 12(1): 50-54. (SCI, IF: 6.3)
- [11] **Liu Rang**, Li M*, Liu Q. Joint transmit waveform and reflection design for RIS-assisted MIMO radar systems[J]. *IEEE Communications Letters*, 2023, 27(2): 615-619. (SCI, IF: 4.1)
- [12] **Liu Rang**, Li H, Li M*, Liu Q. Secure symbol-level precoding design for QAM signals in MU-MISO wiretap systems[C]. *IEEE International Conference on Communications*, Dublin, Ireland, 2020: 1-6. (EI, 本学位论文第三章)
- [13] **Liu Rang**, Li H, Li M*, Liu Q. Symbol-level precoding design for IRS-assisted MU-MISO systems[C]. *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, Seoul, Korea, 2020: 1-6. (EI, 本学位论文第四章)
- [14] **Liu Rang**, Li H, Li M*, Liu Q. Symbol-level precoding design for intelligent reflecting surface assisted multi-user MIMO systems[C]. *International Conference on Wireless Communications and Signal Processing*, Xian, China, 2019: 1-6. (EI, 本论文第四章)
- [15] **Liu Rang**, Li M*, Liu Q, Swindlehurst L. Joint transmit waveform and receive filter design for dual-functional radar-communication systems[C]. *IEEE International Conference on Communications*, Seoul, Korea, 2022: 1-6. (EI, 本学位论文第五章)
- [16] **Liu Rang**, Li M*, Liu Y, Liu Q. Symbol-level precoding design for dual-functional radar-communication systems[C]. *IEEE International Conference on Communications*, Montreal, Canada, 2021: 1-6. (EI, 本学位论文第五章)
- [17] **Liu Rang**, Li M*, Swindlehurst L. Joint beamforming and reflection design for RIS-assisted ISAC systems[C]. *European Signal Processing Conference*, Belgrade, Serbia, 2022: 1-5. (EI)
- [18] **Liu Rang**, Li H, Guo Y, Li M*, Liu Q. Hybrid beamformer design with low-resolution phase shifters in MU-MISO SWIPT systems[C]. *International Conference on Wireless Communications and Signal Processing*, Hangzhou, China, 2018: 1-6. (EI)

待发表论文

- [1] **Liu Rang**, Li M*, Liu Q, Swindlehurst L. SNR/CRB-constrained joint beamforming and reflection designs for RIS-ISAC systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Major Revision.

获得奖励

- [1] 2022 年 10 月研究生国家奖学金
- [2] 2020 年 10 月研究生国家奖学金
- [3] 2019 年 10 月研究生华为奖学金
- [4] 2018 年 06 月校优秀毕业生
- [5] 2017 年 10 月本科生凌水奖学金
- [6] 2016 年 10 月本科生国家励志奖学金
- [7] 2016 年全国机器人大赛一等奖
- [8] 2015 年辽宁省数学竞赛三等奖

参与科研项目

- [1] 国家自然科学基金面上项目 (61671101): 基于多域干扰管理的物理层安全理论与方法研究, 2017.01 -2020.12, 负责人: 李明.
- [2] 国家自然科学基金面上项目 (61971088): 超密集网络中的毫米波大规模 MIMO 通信关键技术研究, 2020.01 -2023.12, 负责人: 李明.
- [3] 辽宁省自然科学基金面上项目 (2020-MS-108): 面向广域可靠覆盖的毫米波通信研究, 2020.05 -2022.4, 负责人: 李明.

致 谢

从 2014 年踏入大工校园算起，已经过去了 9 年；从 2002 年被抬进村里的小学算起，已经过去了 21 年。光阴似箭，造化弄人。小时候被大人们逗着说要上大学的我一定很难想到，我不仅真的上了大学，而且还一路顺利的从本科到硕士再到博士，如今即将为学生生涯画上句号。最近一直在恍惚，不敢相信自己真的要毕业了，要离开这生活了多年的校园；甚至不敢动笔写致谢，怕自己微弱的文字水平难以承载满心的感激，更怕写完之后就真的要告别这段时光和时光里的人。我是如此幸运，一路上遇到这么多良师益友和伙伴，跌跌撞撞但开开心心地走到了这里。

感谢导师李明教授的培养和关爱。感谢他培养和塑造了我的科研能力和科研思维，使我迅速地从懒散的本科生转变为主动(但不多)的研究生；感谢他理解和关心我的想法，并潜移默化地提升我的自信心；感谢他悉心地为我规划和不厌其烦地催促我成长，使我有条不紊地收获颇多。感谢他不仅是恩师，更像朋友，似亲人。从六年前的考研橙到如今完成的博士学位论文，感谢他为我带来的许多可能性。

感谢合作者 Lee Swindlehurst 教授的指导和帮助。在合作过程中，他十分认真地修改我的论文，从语法和单词拼写到系统建模和数学推导，任何一个地方的问题都躲不过他的眼睛。他也会指出一些被我忽略的关键问题，并提出合理可行的解决方案。感谢他让我学习到了严谨的科研态度和批判性思维，也感谢他多年来亲切有趣的交流：)

感谢大工和信通学院老师的培养。感谢答辩组的殷福亮老师、王洪玉老师、孙怡老师、王洁老师、常征老师、马晓瑞老师、陈喆老师、刘鑫老师、王波老师、李轩衡老师以及匿名的评审专家们提出的意见和建议，使我的博士论文更加严谨和完善。

感谢曾经鼓励和肯定过我的老师们，给予我走下去的信心和动力。

感谢 MingLab 的同门陪我度过愉快的博士时光。

感谢闺蜜杨铎和李卓的间歇性陪聊，以及曾经一起奋斗过的初高中时光。

感谢彭万里同学一路相伴。或好或坏，一直都在。

感谢父母的养育之恩，让我如愿地读研读博，并追求自己想要的生活。

感谢国家一路帮扶，充当着我最坚强的后盾。

感谢歌手李健的音乐，在烦躁的时候安抚我，在失落的时候温暖我。

感谢自己，拥有看淡一切的心境，也能在期许中迅速成长。

感恩所有相遇！

作者简介

姓名: 刘让

性别: 女

出生年月: 1996 年 07 月

民族: 汉

籍贯: 河南省舞阳县

研究方向: 符号级预编码, 智能超表面, 通感一体化等

简历:

2014.9-2018.6 大连理工大学 电子信息工程 学士

2018.9-2023.9 大连理工大学 通信与信息系统 博士

