



中国科学院大学
University of Chinese Academy of Sciences

硕士学位论文

基于智能反射面辅助增强的通信优化问题研究

作者姓名: 韩博宇

指导教师: 梁旭文 研究员 谢卓辰 副研究员

中国科学院微小卫星创新研究院

学位类别: 工学硕士

学科专业: 通信与信息系统

培养单位: 中国科学院微小卫星创新研究院

2021 年 6 月

**Research on Intelligent Reflecting Surface Aided
Communication Optimization Problem**

**A thesis submitted to
University of Chinese Academy of Sciences
in partial fulfillment of the requirement
for the degree of
Master of Science in Engineering
in Communication and Information System**

By

Han Bo Yu

Supervisor: Professor Liang Xu Wen

Associate Professor Xie Zhuo Chen

Innovation Academy for Microsatellite, Chinese Academy of Sciences

June 2021

中国科学院大学
研究生学位论文原创性声明

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。尽我所知，除文中已经注明引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的研究成果。对论文所涉及的研究工作做出贡献的其他个人和集体，均已在文中以明确方式标明或致谢。

作者签名：韩博宇
日期：2021.5.24

中国科学院大学
学位论文授权使用声明

本人完全了解并同意遵守中国科学院有关保存和使用学位论文的规定，即中国科学院有权保留送交学位论文的副本，允许该论文被查阅，可以按照学术研究公开原则和保护知识产权的原则公布该论文的全部或部分内容，可以采用影印、缩印或其他复制手段保存、汇编本学位论文。

涉密及延迟公开的学位论文在解密或延迟期后适用本声明。

作者签名：韩博宇
日期：2021.5.24

导师签名：[Signature]
日期：2021.5.24

摘 要

随着无线通信领域的飞速发展，人们对于无线通信技术的期望不断提高。目前仍在广泛部署的第五代移动通信系统在很大程度上满足了人们对高速率、低时延通信的要求。然而，这一代移动通信系统存在硬件成本高、功耗大以及复杂度高等缺点，不仅给运营商的部署、运营和维护带来了许多不便，也让用户的性价比体验大打折扣。有鉴于此，在研究下一代移动通信系统的过程中，学术界提出智能反射面（Intelligent Reflecting Surface, IRS）的概念，并应用于无线通信系统中以解决当前遇到的诸多问题。

智能反射面是一种集成了大量低成本、低损耗、可重构的无源反射天线单元的平面，可以智能地配置信号传播，提高无线网络的频谱效率和能量效率。具体而言，在获知用户位置后，利用优化算法计算信号的反射相位，提高用户接收到的功率。

本文创新性地提出一种在室内小范围环境下具有协作关系的双智能反射面辅助增强的无线通信系统。当基站到用户的直连链路不可用时，该系统利用两个具有协作关系的智能反射面来增强用户接收到的信号功率。将两个智能反射面的移相矩阵作为优化变量，最大化用户接收到的信号功率。该系统建模为非凸网络优化问题，采用基于内点优化（Interior Point Optimization, IPOPT）求解器进行仿真，同时与无协作关系模型进行性能对比。对比结果表明，在室内小范围环境下，具有协作关系的模型相比无协作关系的模型有更好的增强效果。

关键词：无线通信网络，智能反射面，协作关系，非凸优化

Abstract

With the rapid development of wireless communication, people's expectations for the wireless communication technology are rising continuously. The fifth generation of mobile communication, which is still being widely deployed at present, has met people's requirements for the communication with high rate and low delay to a great extent. However, this generation of mobile communication has some shortcomings such as the high hardware cost, high power consumption and high complexity, which not only brings about many inconveniences to the deployment, operation and maintenance of the operators, but also enormously makes the users' cost performance experience worse. In view of this, in the process of studying the next generation of mobile communication, the academia puts forward the concept of Intelligent Reflecting Surface (IRS) and applies it to the wireless communication system to solve these problems.

IRS is a kind of plane integrated with a large number of low-cost, low-loss and reconfigurable passive reflecting antenna elements, which can intelligently configure signal propagation and improve the spectrum efficiency and energy efficiency of wireless networks. Specifically, after the user's position is known, the reflection phase of the signal is calculated by using an optimization algorithm to improve the power received by the user.

In this paper, we innovatively propose a wireless communication system with dual IRS in a small indoor environment. When the direct link between the base station and the user is unavailable, the system uses two IRS in cooperation to enhance the signal power received by the user. The phase shift matrix of the two IRS are regarded as the variables to optimize, and the signal power received by the user is maximized. The system is modeled as a non-convex network optimization problem that is simulated by an Interior Point Optimization (IPOPT) solver, and the performance of the system is compared with that of the model without cooperation. The comparison results show that the model with cooperation has better enhancement effect than the model without cooperation in the indoor small-scale environment.

Key Words: Wireless Communication Network, Intelligent Reflecting Surface, Cooperative Relationship, Non-convex Optimization

目 录

| | |
|------------------------------------|----|
| 第 1 章 引言 | 1 |
| 1.1 研究背景 | 1 |
| 1.2 智能反射面的介绍 | 2 |
| 1.3 智能反射面的应用 | 4 |
| 1.4 智能反射面的研究现状 | 6 |
| 1.5 本文主要研究内容及结构安排 | 8 |
| 第 2 章 通信模型的理论基础 | 11 |
| 2.1 信道 | 11 |
| 2.1.1 无线信道 | 11 |
| 2.1.2 信道噪声 | 15 |
| 2.2 多径效应与快衰落 | 16 |
| 2.2.1 二径模型 | 17 |
| 2.2.2 瑞利衰落 | 18 |
| 2.3 注水定理 | 20 |
| 2.4 单个智能反射面辅助增强无线通信系统以及数学建模 | 21 |
| 2.5 本章小结 | 24 |
| 第 3 章 优化算法及 CasADi 求解器原理 | 25 |
| 3.1 内点法 | 25 |
| 3.2 CasADi 求解器原理 | 26 |
| 3.2.1 自动微分算法 | 26 |
| 3.2.2 微分算法的前向模式 | 27 |
| 3.2.3 微分算法的后向模式 | 28 |
| 3.3 基于 CasADi 求解器的仿真与结果分析 | 30 |
| 3.4 本章小结 | 31 |
| 第 4 章 双智能反射面增强无线通信系统模型研究 | 33 |
| 4.1 无协作关系下双智能反射面辅助增强无线通信系统的数学建模 .. | 33 |
| 4.2 有协作关系下双智能反射面辅助增强无线通信系统的数学建模 .. | 34 |
| 4.3 基于一般求解器的模型实虚部拆分推导 | 36 |
| 4.3.1 无协作关系的双智能反射面模型 | 36 |

| | |
|-------------------------------------|----|
| 4.3.2 有协作关系的双智能反射面模型..... | 37 |
| 4.4 仿真结果与分析 | 38 |
| 4.4.1 有、无协作关系的双智能反射面模型仿真结果对比与分析.... | 38 |
| 4.4.2 双智能反射面距离变化下两模型的仿真结果对比与分析..... | 39 |
| 4.4.3 基站天线数目变化下两模型的仿真结果对比与分析..... | 39 |
| 4.5 本章小结 | 40 |
| 第 5 章 结论与展望 | 43 |
| 5.1 总结 | 43 |
| 5.2 展望 | 43 |
| 参考文献..... | 45 |
| 致 谢 | 49 |
| 作者简历及攻读学位期间发表的学术论文与研究成果 | 51 |

图 目 录

| | | |
|--------|----------------------------------|----|
| 图 1.1 | 大规模多输入多输出系统..... | 4 |
| 图 1.2 | 智能反射面辅助增强的大规模多输入多输出系统..... | 4 |
| 图 1.3 | 利用智能反射面解决阻塞问题的无线网络系统..... | 5 |
| 图 2.1 | 地波传播..... | 12 |
| 图 2.2 | 天波传播..... | 12 |
| 图 2.3 | 视线传播..... | 13 |
| 图 2.4 | 无线电中继..... | 13 |
| 图 2.5 | 同步轨道卫星中继..... | 14 |
| 图 2.6 | 多径现象..... | 16 |
| 图 2.7 | 二径模型..... | 17 |
| 图 2.8 | 多条微路径构成一条路径..... | 18 |
| 图 2.9 | 瑞利分布..... | 19 |
| 图 2.10 | 第一类零阶贝塞尔函数..... | 20 |
| 图 2.11 | 莱斯分布..... | 20 |
| 图 2.12 | 单智能反射面增强的 MISO 通信系统..... | 22 |
| 图 2.13 | 有障碍物情形下的单智能反射面增强的 MISO 通信系统..... | 22 |
| 图 3.1 | Rosenbrock 问题的仿真过程..... | 30 |
| 图 3.2 | Rosenbrock 问题的仿真结果..... | 31 |
| 图 4.1 | 无协作关系的双智能反射面辅助增强的 MISO 通信系统..... | 33 |
| 图 4.2 | 有协作关系的双智能反射面辅助增强的 MISO 通信系统..... | 34 |
| 图 4.3 | 用户接收到的信号功率随双智能反射面间距变化的曲线图..... | 39 |
| 图 4.4 | 用户接收到的信号功率随天线数目变化的曲线图..... | 40 |

表 目 录

| | | |
|-------|------------------------------|----|
| 表 3.1 | 算法：通过基本运算进行函数评估..... | 26 |
| 表 3.2 | 前向自动微分算法..... | 28 |
| 表 3.3 | 后向自动微分算法..... | 29 |
| 表 4.1 | 两种智能反射面模型中用户接收到的信号总功率对比..... | 38 |

第1章 引言

1.1 研究背景

目前,第五代无线通信网络采用了大规模多输入多输出网络、毫米波、超密网络等关键技术,并实现了至少千亿级的设备连接数量以及数千倍的网络容量增长。同时在全球范围内,第五代无线通信网络仍处于大规模部署的进程中。但是这一代无线通信网络中的一些关键技术具有复杂性高、硬件成本高以及能量消耗大等诸多缺点(Wu 等., 2017),具体分析如下:

- 超密网络技术:需要部署大量的活动节点,比如接入点、基站、中继、远程无线电头以及分布式天线等,目的是缩短通信距离,同时增强网络的覆盖范围和网络的容量。这就导致了高昂的部署运营及维护成本、巨大的能量消耗、复杂的网络以及严重的干扰。
- 大规模多输入多输出网络技术:在发射装置如天线、接入点以及中继等内部,封装更多数目的天线,以获得巨大的多输入多输出增益。这也导致了更高昂的硬件成本、更大的能源消耗以及更复杂的信号处理算法。
- 毫米波技术:将频段迁移到更高的频段,典型的频段如毫米波,以利用其大而可用的带宽。这不可避免地需要部署更多的活动节点并在活动节点上安装更多的天线,以补偿在远距离传输中的损失。

鉴于上述分析中出现的问题和这一代无线通信网络的局限性,需要开发创新性的技术,以更低的成本、更低的复杂性和更少的能源消耗来实现未来无线网络容量的可持续增长。目前,学术界和工业界已开始着手研究下一代无线通信网络,旨在满足比第五代无线通信网络更严格的要求,比如更快的数据速率、更高的能源效率、更高的频谱效率、全球范围内的更广的覆盖性和连接性以及更低的成本等(Zhang 等., 2016)。

另一方面,下一代无线通信网络也必须有更高的可靠性,而最大的挑战就来自于由于用户的移动性而导致时变的无线信道。解决这一挑战的传统方法或是利用各种调制、编码和分集技术来补偿信道衰落,或是通过自适应功率、速率控制和波束形成技术来适应信道衰落。然而,这些传统方法不仅需要额外的开销,而且对于大规模随机无线信道的控制程度有限,从而成为实现高容量和超可靠无线信道的障碍。

在卫星通信领域中,卫星作为太空基站可以为地面用户提供通信服务。但是,当用户位于室内时,由于外部建筑物的遮挡导致室内用户无法接收到卫星发射的信号,因此迫切需要一些解决方案来解决该问题。其中一种可行的方案是通过设计一种信号反射装置,在恰当的位置将信号反射进室内,从而顺利地让室内用户接收到卫星基站发射的信号。

在上述多种需求的推动下,智能反射面应运而生(Di Renzo 等., 2019 ; Liang 等., 2019 ; Liaskos 等., 2018)。作为一种新兴的、高能效的技术,智能反射面通过重新配置无线信号的传播,可以显著地提高无线通信网络的能量效率和频谱效率,同时具有节约能源、部署成本低等优点(Di Renzo 等., 2020)。曾经有一种被动无源反射面广泛应用于雷达系统及遥感系统中,但极少应用于移动通信系统。这是由于传统的被动无源反射面一旦被制造成以后,其移相器的相位是固定不变的,无法满足移动通信系统中由于用户的动态特性而产生的动态无线信道。现如今,随着射频微机电系统以及超材料的发展使得无源反射表面的可重构性成为现实,甚至可以满足实时性重构(Cui 等., 2014)。这样一来,可实时重构的表面通过智能地调节其无源反射元件的相位,将反射出的信号与其他路径的信号相干地叠加,从而提高用户接收到的信号功率。

智能反射面的出现催生了“智能无线电环境”的概念。目前这一代无线通信网络的无线电环境是不受电信运营商控制的,相比之下,智能无线电环境是一种新型智能且可重新配置的环境,可以实现人为控制或自动控制,并在处理和传播信息中发挥关键的作用。智能无线电环境也在很大程度上扩展了软件网络的概念。未来的无线通信网络,正在迅速发展为一个基于软件并且智能可重构的平台,其中网络的每个部分都能够适应环境的变化并作出相应的改变。

1.2 智能反射面的介绍

智能反射面是一种使用电磁材料制成的二维人造表面阵列。该表面阵列由大量可重构的无源无线电元件构成(Wu 等., 2016),具有非自然特性,其中每个无源无线电元件以软件定义的方式,根据其接收到的信息独立地反射入射信号,并自适应地调节反射角度。通过对所有反射元件的联合相位控制,入射信号的反射相位可以被任意地调整以产生理想的多径效应。特别地,反射信号以相干的方式叠加,可以提高接收端的接收功率;或者以破坏性的方式组合,以减少干扰。智能

反射面提高了无线链路的灵活性和功率增益(Zargari 等., 2020), 并从根本上解决了无线信道衰落和干扰问题, 还可以实现这样的目标, 即大幅度提高无线通信网络的容量和可靠性两个指标(Wu 等., 2021)。

智能反射面的优点列举如下:

1. 采用了屏蔽层, 使得经反射后的无线信号的能量损失非常低, 并且不会产生额外的热噪声。
2. 采用小规模、轻量级、简易轮廓器件, 无论是部署还是移除都非常地方便灵活。
3. 相比较于通过主动消耗能量增强信号来辅助从起始点到目的地传输的中继站, 智能反射面中不包含发射机模块, 在系统中仅作为被动平面阵列反射环境中的射频信号, 不需要额外的功耗。
4. 具有全波段的响应。在理想情况下, 可以在任何频率下工作。
5. 具有透明性。

智能反射面可实现的功能列举如下:

1. 通过智能化反射创建虚拟视线链路, 从而绕过发射端和接收端之间的障碍物。
2. 抑制或是消除信道之间的干扰。
3. 向特定的方向添加额外的信号路径, 从而改善特定信道的等级条件。
4. 改善信道的统计或分布, 即将瑞利/快衰落转换成莱斯/慢衰落, 以实现更高的可靠性。

上述优点和功能使得部署智能反射面成为提高下一代无线通信网络性能的一种非常具有吸引力的方案。尤其在拥有高密度用户的室内场景中(Subrt and Pechac, 2012), 比如火车站、飞机场、比赛场馆、展览馆、医院、购物商场等等, 大规模地部署智能反射面, 可以显著地提高该场景无线网络的频谱效率和能量效率(Zhang and Zhang, 2020b)。可以设想智能反射面的出现将导致无线网络基本设计模式的转变, 即从现如今没有智能反射面的大规模输入输出系统, 如图 1.1 所示, 到新型智能反射面辅助增强的中小型多输入多输出系统(You 等., 2020a), 如图 1.2 所示。

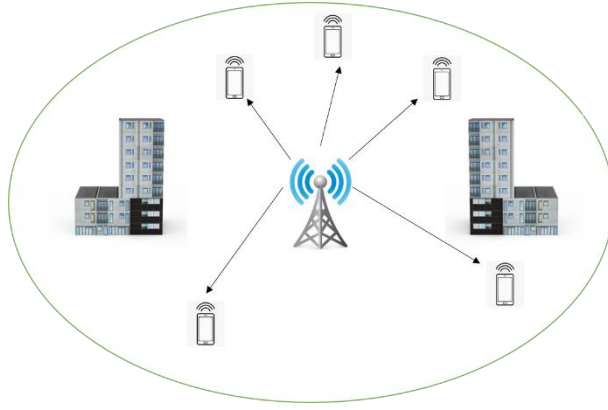


图 1.1 大规模多输入多输出系统

Figure 1.1 Massive MIMO System

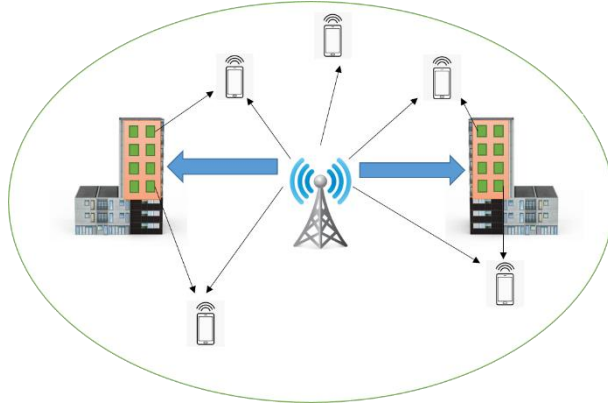


图 1.2 智能反射面辅助增强的大规模多输入多输出系统

Figure 1.2 IRS-aided Massive MIMO System

1.3 智能反射面的应用

典型地，智能反射面可以应用于中小型多输入多输出系统中，以降低硬件成本、能源消耗并减少复杂的干扰管理(Huang 等., 2019 ; Mei and Zhang, 2020b ; Nadeem 等., 2019)，如图 1.2 所示。现有的大规模多输入多输出系统主要利用数十或数百个主动天线直接产生尖锐的波束，与之不同的是，在不影响接收端服务质量的前提下，智能反射面辅助增强的多输入多输出系统允许基站配备尽可能少的天线，并通过智能无源反射面精准地反射波束来进行补偿。这样一来，可以显著降低系统的硬件成本和能源消耗，尤其是对于未来需要迁移到更高频段的无线系统。另外，大规模多输入多输出网络依赖于由小型基站、接入点、中继和分布式天线等组成的多层异构结构。由于这些设备都是无线网络中产生新信号的活跃

节点，并且需要通过大量地部署来增强网络空间的容量(Zhang and Zhang, 2020a ; Zhang and Zhang, 2020c)，因此复杂的协调管理和干扰管理是必不可少的。相比之下，将智能反射面集成到无线网络中会将带有活跃节点的多层异构网络改变为一个新的混合架构，在该架构中包括主动和被动组件，以智能的方式协同工作。由于智能反射面比主动服务器的成本低很多，因此可以低成本高密度地将其部署在无线网络中，并且由于其被动反射和本地覆盖特性，不需要复杂的干扰管理。通过最优地设置在混合网络中部署的有源基站和无源智能反射面的比率，可以实现可持续的按成本扩展容量的无线网络。

在无线网络系统中，智能反射面可以用来扩展被阻塞的电磁波，如图 1.3 所示。由于建筑物的遮挡，基站发射的电磁波不能直接传输到接收端。在现有的无线网络系统中，接收端几乎无法接收到电磁波信号。而为了保证服务质量，可以部署智能反射面，并通过其精准地反射以确保电磁波顺利传输。智能反射面也可以补偿电磁波长距离传输的功率损失。现有的无线网络系统从发射端到接收端只有直射路径，相比之下，通过部署智能反射面可以增加一条从发射端到接收端的反射路径，起到电磁波功率补偿的作用，尤其是对于长距离传输后的产生电磁波功率损失的系统。此外，在无线网络系统单元边缘部署智能反射面不仅有助于提高边缘用户所需的信号功率，而且有助于抑制相邻单元对其产生的信道干扰(Yang 等., 2020)。

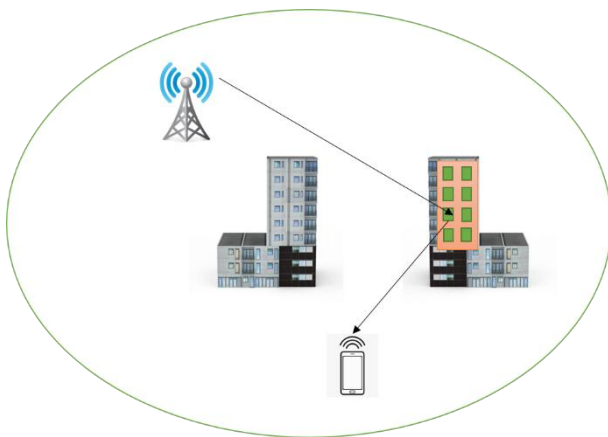


图 1.3 利用智能反射面解决阻塞问题的无线网络系统

Figure 1.3 Wireless Network System to Solve Blocking Problem by IRS

1.4 智能反射面的研究现状

智能反射面给未来无线通信网络的发展带来了广阔前景,并激发了学术界广泛的研究热情。目前,研究方向主要集中于波束成型优化(Abeywickrama 等., 2020; Guo 等., 2019; Wu and Zhang, 2020; Zhao 等., 2020)、信道建模(Lyu and Zhang, 2020a; Wu and Zhang, 2019b; Zheng and Zhang, 2019; Zheng 等., 2020a)以及结合无线通信系统的应用场景(Basar 等., 2019; Fu 等., 2019; Fu 等., 2020; Fu 等., 2021)。

文献(Wu and Zhang, 2018)中首次提出智能反射面这一概念,并将其应用于一个点对点的多输入单输出 (Multiple Input Multiple Output, MISO) 无线系统中。在该系统中部署的单个智能反射面用于辅助增强从多天线接入点到单天线用户的通信。其目标是通过联合优化在接入点处的发射波束形成(有源)以及在智能反射面处移相器的反射波束形成(无源),以最大限度地提高用户处接收到的信号功率。由于建模后的优化问题是非凸的,因此首先提出一种基于半正定松弛技术 (Semidefinite Relaxation, SDR) (Luo 等., 2010)的集中式算法,该算法假设智能反射面可以获取到全局信道状态信息 (Channel State Information, CSI),从而计算得到性能上界以及高质量的近似解。由于该算法的实现需要过多的信道估计和信号交换开销,为减少这一情况,进一步提出一种低复杂度交替优化的分布式算法,其中接入点和智能反射面以交替的方式独立地调整发射波束成形和相移矩阵,直到收敛为止。仿真结果表明,部署智能反射面可以显著提高链路的信噪比,并且在保证用户处接收功率的前提下可以降低接入点的发射功率。这样的系统可用于提高各种物联网应用中的无线信息或功率传输。

文献(Wu and Zhang, 2019a)同样地将单个智能反射面应用于 MISO 无线网络系统中。与前一篇文章不同的是,该文献的目标是通过联合优化接入点处的连续发射波束形成和智能反射面处的有限数目的离散反射波束形成来最小化接入点的发射功率,并受用户处给定的信噪比约束。由于建模后的优化问题是非凸的,通过利用交替优化技术,提出一种次优但复杂度较低的算法进行求解。仿真结果表明,智能反射面上有限数目的离散相移可以显著地降低接入点的发射功率,起到了节约能源的效果。

文献(Cui 等., 2019)研究了一种利用智能反射面辅助的安全无线通信系统。具体来讲,在该系统中,一个多天线接入点在单天线窃听者存在的条件下向单天

线用户发送机密信息。将智能反射面部署在用户和窃听者的附近,通过调整其每个反射单元的相移,使得用户处接收到的反射信号与直射信号增强性地叠加在一起,同时使得窃听者处接收到的反射信号和直射信号破坏性地叠加在一起。窃听者几乎接收不到信号,用户接收到的信号功率有所增强,从而系统的安全性得以保证。通过联合优化接入点处的有源发射波束形成以及智能反射面处的无源反射波束形成,最大化系统的保密率。该系统经建模为一个非凸问题,并具有耦合变量,于是提出一种基于交替优化、半正定松弛和高斯随机化法的有效算法来近似求解。仿真结果表明,相比没有部署智能反射面的系统,该系统的保密率有显著地提高。

文献(Zheng 等., 2020b)提出了一种新型的部署了双智能反射面的上行多输入多输出无线通信系统,并专门为该系统设计了一套高效的信道估计方案,用来获取单或双反射链路的级联信道状态信息。首先,对于单个用户的情形,利用其级联信道系数是低维单反射信道系数的缩放版本这一事实,在具有低训练成本的多天线基站处有效地估计高维度双反射信道。然后,提出的信道估计方案被推广到多用户情况下。在给定一个用户的级联信道估计的情况下,其他用户的级联信道是它的缩放版本,因此可以在减少训练成本的情况下进行估计。最终的仿真结果也证实了所提出的信道估计方案与基准方案的有效性。

文献(You 等., 2020c)研究了一种高效的基于双智能反射面的单用户通信系统及其信道估计和无源波束设计问题。系统中用户经接入点-智能反射面 1-智能反射面 2-用户的链路与接入点进行通信。首先针对任意设备到智能反射面的信道提出了一种通用的信道估计方案,包括级联信道的所有参数。其次,对于占主导地位的视线场景,提出另一种特定的方案来估计级联信道的两个特征向量,并且其训练时间明显少于第一个方案。对于这两种信道估计方案,在考虑训练开销和信道估计误差的情形下,进一步优化两个智能反射面的无源反射波束形成,以获得最大的数据传输速率。仿真结果表明,该文献提出的基于双智能反射面的单用户通信系统及其信道估计和无源波束设计方案相比部署单智能反射面的方案,具有显著的提高速率的效果。

文献(Zheng 等., 2021)研究了一种基于双智能反射面的多用户通信系统,该系统具有双反射链路,包括用户-智能反射面 2-智能反射面 1-接入点的上行链路和接入点-智能反射面 1-智能反射面 2-用户的下行链路。通过联合优化接入点的

主动发射波束形成和两个智能反射面的被动反射波束形成,最大化所有用户的信噪比。仿真结果表明,该文献提出的基于双智能反射面的具有双反射链路的多用户通信系统在最大信噪比方面明显优于传统的部署单智能反射面系统。

1.5 本文主要研究内容及本文结构安排

本文的主要研究内容是基于智能反射面增强的通信系统。

为了研究基于智能反射面增强的通信系统,大量调研了前人的工作。目前针对部署单个智能反射面的通信系统的研究已较为成熟,并且在算法方面,由于建好的模型是非凸的,通常会使用半正定松弛算法,将非凸数学问题放缩为凸数学问题,然后采取各种凸优化方法(Jiang and Shi, 2019)或求解器(Grant and Boyd, 2014)予以求解。此外,已有一些科研人员着手于研究部署了两个智能反射面的通信系统。由于没有考虑两个反射面之间的二次反射问题,因此在模型中两个智能反射面可以直接扩展为 n 个智能反射面,而解决方案仅仅是将部署两个反射面的通信模型作一般化的处理(Lyu and Zhang, 2020b ; Mei and Zhang, 2020a)即可。

与前人不同的是,本文创新性地提出了一种部署了具有协作关系的双智能反射面的通信系统,即将两个智能反射面之间的二次反射纳入到研究范围,这极大地增加了建模的难度。在前人研究的基础之上,经多次研究与反复论证,本文顺利将具有协作关系的智能反射面通信系统建模为数学模型。该数学模型虽然是非凸的,但具有光滑性,可以直接采用基于内点法(Interior Point Method)的求解器(Andersson 等., 2019)进行求解。

该系统的应用场景是卫星为地面室内小范围环境用户提供通信服务。详细来说,就是以卫星为基站,发射信号为地面室内的用户提供服务。由于信号受到建筑物遮挡,几乎无法传递进来,因此需要部署具有协作关系的双智能反射面将信号反射进室内,从而使信号顺利地被室内用户接收到。

本文总计五个章节,每个章节的内容简述如下:

第一章为引言,首先介绍当前第五代无线通信网络的发展状况,通过举例分析具体的技术细节引出其存在的不足之处,并指出该不足之处将是下一代无线通信网络技术的发展方向。随即引出了智能反射面的概念,进行简单介绍,并指出其为当今学术界和工业界的研究重点。接下来对智能反射面进行详细地介绍,并列举其诸多优点和可实现的功能。然后详细地阐述其最典型的应用场景并与传统

场景作了细致的对比。接下来,通过六篇学术文献来展示智能反射面的研究现状。最后简述本文的主要研究内容和各章节主要内容。

第二章中,主要介绍了智能反射面辅助增强的无线通信系统建模所需要的通信理论基础。首先详细介绍了无线信道以及电磁波传播的三种形式,并推导了电磁波在自由空间中的理想化传播公式。接着具体介绍了信道中的噪声,其中最典型的为加性高斯白噪声。随后介绍了电磁波传播的多径效应以及快衰落(瑞利衰落)。接下来引出注水定理,详细介绍其原理并对公式进行了推导。最后介绍了具有一般性应用场景的通信系统,即单个智能反射面辅助增强下的的多输入单输出无线通信系统并进行数学建模。

第三章中,主要介绍了解决非凸优化问题时所用到的优化算法。首先详细讲述了内点法原理。随后,介绍了一种 CasADi 求解器,该求解器以内点法为核心,外层封装了自动微分算法,提高了求解速度。随即介绍自动微分算法,并针对不同的应用场景,分别介绍了自动微分算法的两种细分形式,即前向自动微分算法和后向自动微分算法。接下来举例介绍 CasADi 求解器可以解决光滑的、非凸的非线性规划问题,并通过仿真加以验证和分析。

第四章中,循序渐进地介绍了多种基于智能反射面辅助增强的通信系统,对每一个系统进行详细的公式推导与数学建模,并得到其优化问题的形式。首先介绍了基于无协作关系的双智能反射面辅助增强的通信系统。然后进一步考虑,由于在室内小范围场景下,电磁波的传播衰落较小,两个智能反射面之间的多次反射过程不可被忽略。因此提出一种基于协作关系的双智能反射面辅助增强的通信系统。最后将上述部署两个有、无协作关系智能反射面的通信系统分别进行仿真,并将仿真结果进行对比与分析。

第五章是总结和展望。该章节详细地总结了本文的研究成果,同时指出目前研究成果的不足及可以改进的地方,并对未来多种可行的研究方向进行了展望。

第2章 通信模型的理论基础

2.1 信道

信道是一种连接发送方和接收方的通信设备，主要负责把信号从发送方传输到接收方。可以依据不同的传输介质对信道进行分类，主要分为无线信道和有线信道两类。其中无线信道主要是借助电磁波在空间里的传播从而实现对信号的传输；而有线信道是借助一些人造设备，例如明线、对称电缆以及同轴电缆等，从而实现对信号的传输。也可以依据不同的信道特性对信道进行分类，主要分为恒定参量信道和随机参量信道。其中恒定参量信道的信道特性不随时间的变化而变化，而随机参量信道的信道特性则是随时间的变化发生随机的变化。

噪声存在于信道，通常被认为是一种有源的干扰。噪声对信号在信道中的传输有着非常不利的影响。由于后续章节的需要，本节主要对无线信道和噪声进行详细的描述。

2.1.1 无线信道

在无线信道中主要是借助电磁波在空间里的传播从而实现对信号的传输。从原则上来讲，可以产生任何一个频率的电磁波。但是，从实际角度来讲，由于天线需要有效地接收或是发射电磁波，其尺寸至少是电磁波波长的十分之一。若是电磁波的频率过低，导致电磁波波长很长，而天线长度与电磁波波长成正比，也会变得非常长，这就失去了设计天线的合理性。因此，为了设计长度合理可行的天线，通常情况下都会采用比较高的电磁波频率。

电磁波的传播形式主要有三种，分别是地波、天波（也称为电离层反射波）和视线。其中地波中的电磁波频率较低，一般在 2MHz 以下，波长较长。有绕射能力，可以沿有一定曲率的地球表面传播。其传播距离可达数百甚至数千千米。地波传播示意如图 2.1 所示。

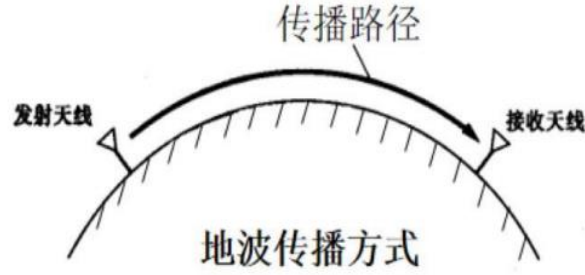


图 2.1 地波传播

Figure 2.1 Ground-wave Propagation

天波传播如图 2.2 所示。天波传播中的电磁波频率高于地波，介于 2MHz~30MHz 之间，可以被电离层反射。经电离层反射的电磁波最远可以达到大约 4000km。同时，被电离层反射的电磁波在到达地面时可以再次被反射，并再次被电离层反射。这样来回经过多次反射后，电磁波的传播距离可达 10000km 以上。

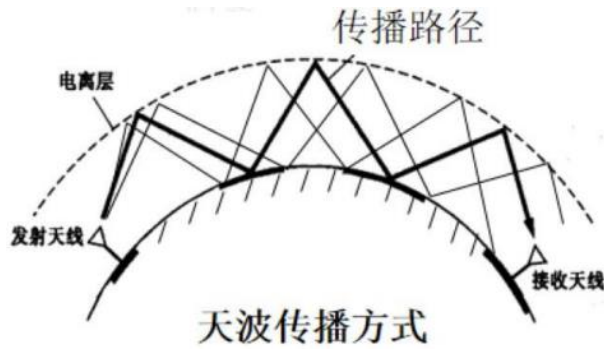


图 2.2 天波传播

Figure 2.2 Sky-wave Propagation

视线传播如图 2.3 所示。视线传播中的电磁波频率高于 30MHz，可以穿透电离层，无法被反射回来，也无法沿地球表面绕射。为了使其在地球表面的传播距离变大，最容易可行的方法就是增加天线的高度以达到增加视线距离的目的。地球的半径 $r \approx 6370\text{km}$ ，可以计算出天线高度 h 与传播距离 D 的关系表达式为：

$$h \approx \frac{D^2}{50} (\text{m}) \quad \dots(2.1)$$

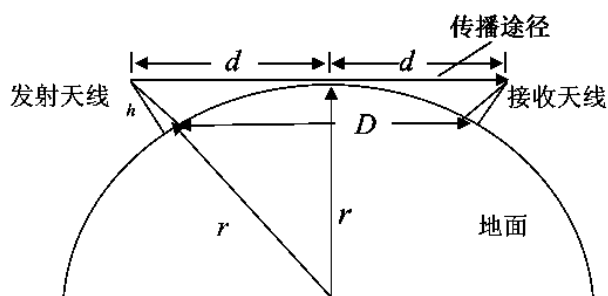


图 2.3 视线传播

Figure 2.3 Line-of-sight Propagation

由于视线传播中的电磁波传输距离有限，为了实现远程通信的目的，可以使用无线电中继技术，即每间隔一个视线传播距离将信号转发一次，如图 2.4 所示。

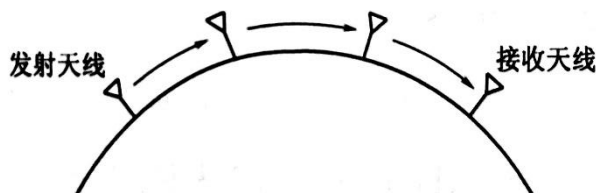


图 2.4 无线电中继

Figure 2.4 Radio Relay

由于天线架设高度越高，视线传播的距离越远，因此采用卫星中继信号将会大幅度地提高视线传输距离。一般使用的是距离地球表面约 35800km 的同步轨道卫星，其围绕地球的转动周期等于地球的自转周期，从地球表面看过去，该卫星似乎静止不动。利用三颗同步轨道卫星就可以实现全球信号的中继，如图 2.5 所示。

接下来，考虑电磁波传播的一种最基本的情形，即电磁波在自由空间的传播，不受到任何类似吸收、折射、反射、散射、绕射等干扰。假设天线具有全方向性（又称各向同性），均匀地向四周 4π 球面度的方向上发射电磁波，那么在距离发射天线 d 的球面上接收到的功率密度如公式 2.2 所示：

$$p(d) = \frac{P_T}{4\pi d^2} \text{ (W/m}^2\text{)} \quad \dots(2.2)$$

公式中 $4\pi d^2$ 是球面的面积， P_T 是发射功率。

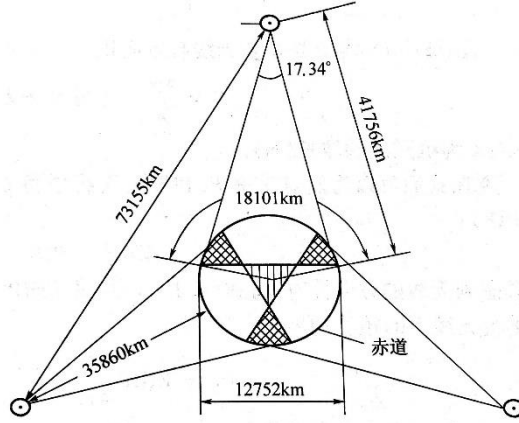


图 2.5 同步轨道卫星中继

Figure 2.5 GEO Satellite Relay

在接收端天线上接收到的功率为：

$$P_R = \frac{P_T A_{er}}{4\pi d^2} \quad \dots(2.3)$$

公式中 A_{er} 是接收天线的有效接收面积。

一条天线的物理面积 A_p 与其有效面积 A_{er} 的关系式如下：

$$A_{er} = \eta A_p \quad \dots(2.4)$$

公式中 η 是天线的接收效率，典型地，抛物面天线的接收效率 $\eta \approx 0.55$ 。

但是在实际中，多数发射天线并不具有全方向性，同时在接收方向上又经常被设计成具有尽可能大的发射功率密度 P_{Tmax} ，此时将该最大的发射功率密度和平均功率密度 P_{avg} 作比值运算，得到的结果定义为发射天线的增益 G_T ，表达式如下所示：

$$G_T = \frac{P_{Tmax}}{P_{avg}} \quad \dots(2.5)$$

天线的增益 G 与天线的有效面积 A_{er} 的关系式为：

$$G = \frac{4\pi A_{er}}{\lambda^2} (A \gg \lambda^2) \quad \dots(2.6)$$

公式中 λ 是电磁波的波长。

随即，将发射天线的增益 G_T 和发射天线的发射功率的乘积定义为有效全向辐射功率 P_{EIBP} ，表达式如下所示：

$$P_{EIBP} = P_T G_T \quad \dots(2.7)$$

顾及到天线的方向性，将公式 2.3 中的发射功率替换为有效全向辐射功率，

得到接收天线接收到的功率如下所示：

$$P_R = \frac{P_{EIBP} A_{er}}{4\pi d^2} \quad \dots(2.8)$$

再将公式 2.6 代入到公式 2.8 中，得到：

$$P_R = \frac{\lambda^2 P_{EIBP} G_R}{16\pi^2 d^2} \quad \dots(2.9)$$

公式中 G_R 为接收天线增益。不考虑天线馈线的损耗和馈线不匹配的损耗。

传播损耗 L_{fr} 定义为发射端的发射功率与接收端接收到的功率之比，表达式如下：

$$L_{fr} = \frac{P_T}{P_R} = \frac{16\pi^2 d^2}{\lambda^2 G_T G_R} \quad \dots(2.10)$$

2.1.2 信道噪声

有一类电信号存在于信道，但并不被接收端所需要，称之为噪声。噪声同信号叠加在一起，广泛存在于通信系统中。作为信道中的干扰，噪声也被叫做加性干扰。噪声会对传输的信号造成许多不利的影响，比如可以让模拟信号发生失真、让数字信号产生错误的码。

根据噪声的来源进行分类，有自然噪声和人为噪声两类。自然噪声是由自然界中的自然现象引起的电磁波辐射。人为噪声是由于人类的日常行为活动而产生的电磁波辐射。

在自然噪声中存在一种非常关键的噪声，即热噪声，来源于电阻性电子元器件中的电子热震动，广泛存在于电子器件和传输介质中，比如导线、电阻等。在这些电子器件和传输介质中，自由电子由于具有热能而不停歇地运动。同时，在运动过程中，不同的自由电子间相互发生碰撞，导致每个电子的运动轨迹是无规则的折线运动，呈现出一种叫做布朗运动的现象。当外界不给予额外的作用力时，自由电子们的布朗运动后产生的电流具有零均值，但是会有额外的一个交流的电流分量，这就是热噪声。热噪声具有非常广泛的频率范围，从接近于零频率起，上至 10^{12} Hz 高频之间都有分布。在一个电阻阻值为 R 的两端，设频带宽度为 B ，那么该电阻产生的热噪声电压表达式为：

$$V = \sqrt{4kTRB} \quad (V) \quad \dots(2.11)$$

公式中， $k = 1.38 \times 10^{-23}$ (J/K)，其中 k 是波尔兹曼常数，单位是焦耳/开尔文(J/K)， T 是热力学温度，单位是开尔文(K)， R 是电阻，单位是欧姆(Ω)， B 是频

带宽度，单位是赫兹(Hz)。

在通常情况下所遇到的通信系统的工作频率范围中，热噪声的频谱往往满足均匀分布，如同在可见光的频谱范围中，白光的频谱也满足均匀分布。因此，热噪声又被称作白噪声。同时，热噪声因大量自由电子经布朗运动而产生，统计特性满足高斯分布，因而热噪声也被叫做高斯白噪声。

高斯白噪声的功率密度谱服从均匀分布，幅度服从高斯分布。功率谱密度表达式如下所示：

$$S_n(f) = \frac{N_0}{2} \quad \dots(2.12)$$

公式中 $\frac{N_0}{2}$ 代表双边功率谱密度。自相关函数表达式如下所示：

$$R_n(\tau) = \frac{N_0}{2} \cdot \delta(\tau) \quad \dots(2.13)$$

2.2 多径效应与快衰落

在电磁波的传播路径中存在着各种各样的障碍物，诸如山峰、树林、楼房等等。当电磁波从发射端被发射出来之后，有些直接到达接收端，有些经障碍物反射后到达接收端，有些则被障碍物遮挡无法到达接收端。接收端接收到来自多种不同路径的电磁波的现象叫做多径现象。由于来自不同路径的电磁波经历的传播距离不同，因此到达接收端的时间也各不相同，若发射端发射一个尖状脉冲，接收端很可能会接收到一连串的展宽脉冲，如图 2.6 所示：

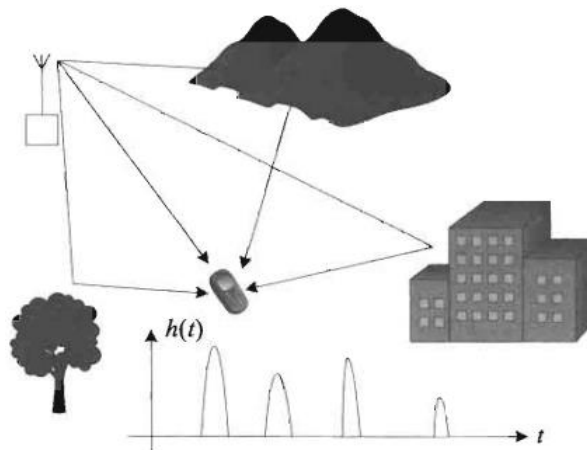


图 2.6 多径现象

Figure 2.6 Multipath Phenomenon

在图 2.6 中，接收端接收到来自四种不同路径的脉冲，因此图像中的冲激响应也绘制出相应的四条展宽脉冲。但是，由于在现实的传播环境中情况要远复杂得多，例如像北京上海这样繁华的城市环境中，高楼林立、车水马龙、人山人海，可反射的物体非常之多，接收端会接收到来自无数条路径的脉冲，从而导致在冲激响应中呈现一种连续的波形，无法清楚地看出每一个展宽脉冲。另外，并非所有反射体的表面都是光滑的，很可能会发生漫反射，因此每一个展宽脉冲也很可能由许多个路径组合而成。

2.2.1 二径模型

在接收端的位置发生变化时，多径现象会引发信道的快速衰落。出于方便讨论起见，下面仅考虑一个二径模型，模型中只有一个理想的反射体，如图 2.7 所示。

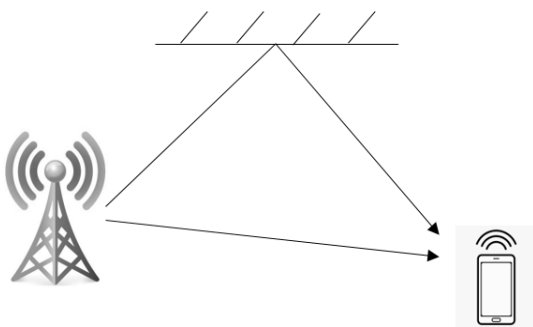


图 2.7 二径模型

Figure 2.7 Two-ray Multipath Model

在图 2.7 所示模型中，有两条路径，其中一条直接从发射端抵达接收端，另外一条经理想的反射面反射之后抵达接收端。如果理想反射面和接收端的位置非常接近，那么经由两条路径发送的信号强度几乎相同，其相位则依赖于接收端所处的位置。若在某一点上，接收端接收到的来自两条路径的信号是相同相位的，那么两路信号叠加后是增强的，幅度翻倍。当接收端发生移动，导致两条路径的长度之差等于波长的一半时，接收端接收到的来自两条路径的信号是相反相位的，两路信号叠加后是相互抵消的，幅度为零。同理，若再次移动，导致两条路径的长度之差等于波长时，两路信号又变成相同的相位。

若接收端是一个人的手持终端，按照人的正常移动速度，可以计算出信道强度的变化频率是 25Hz；若接收端是一辆车的车载终端，按照城市工况汽车平均移

动速度，可以计算出信道强度的变化频率是250Hz。信道强度的变化频率与阴影衰落和路径损耗相比较而言是非常快的，因此称之为快衰落。

可以利用多普勒效应来解释快衰落。现实生活中，在一辆鸣着笛的汽车驶来的过程中，当距离越来越近时，汽车的笛声频率升高，变得非常尖锐；当距离越来越远时，汽车的笛声频率则降低，变得非常低沉。

模型中，假设接收端的运动速度是 v ，那么其接收到的来自两条路径的信号叠加结果如 2.14 所示：

$$r(t) = 2 \cos\left(2\pi \frac{v}{c} ft\right) \cos(2\pi ft) \quad \dots(2.14)$$

公式中 f 为发射端发射的电磁波频率， c 为电磁波的传播速度。

2.2.2 瑞利衰落

现实情况中的反射面均非光滑。如图 2.8 所示，例如在一栋楼房上，墙面是凹凸不平的，再加上墙面与窗户及边框的内外深度不一，因此在每一处都构成了一条路径。由于每一条路径抵达接收端的时间相差不大，因此每一条路径也可以看成是构成信道冲激响应中某一个展宽脉冲的微路径，但每一条微路径的相位可以认为是具有独立性的。若采用15cm的波长，其频率为2GHz，以米为量级的距离差异足以导致微路径之间的相位干扰。每一条微路径的电磁波频率均相等，相位之间有差异，叠加后可能会增强也可能会互相抵消。

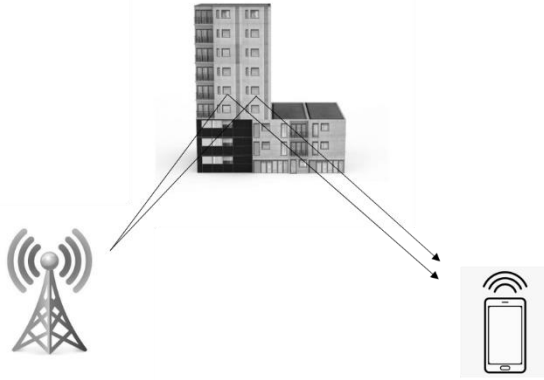


图 2.8 多条微路径构成一条路径

Figure 2.8 Multiple Micro Path Constitute One Path

当上述模型中的接收端发生移动时，快速的相位变化会使得信道的增益发生快速的变化，导致快衰落。

发射端发射信号所经历的信道，可以看作是一个基带的复数信道。不考虑每一条路径在时间上的扩展，设第 k 条路径的时间为 t_k ，那么其复值基带响应是 $h(t_k)$ 。每条路径可以看成是由许多条微路径叠加后得到的，那么 $h(t_k)$ 的表达式为：

$$h(t_k) = \sum_{n=1}^N h_n(t_k) \quad \dots(2.15)$$

公式中， $h_n(t_k)$ 是每一条微路径基带的复值响应。

假设每一条微路径均为服从独立同分布的随机变量，依据大数定理，多条微路径的叠加结果，也就是一条路径的复值基带响应 $h(t_k)$ 服从复高斯分布，每一条微路径的模 $|h_n(t_k)|$ 服从瑞利分布，其相位服从均匀分布。因此上述衰落又称为瑞利衰落。

瑞利分布的概率密度函数如下所示：

$$p(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \quad x \geq 0 \quad \dots(2.16)$$

其图像如图 2.9 所示：

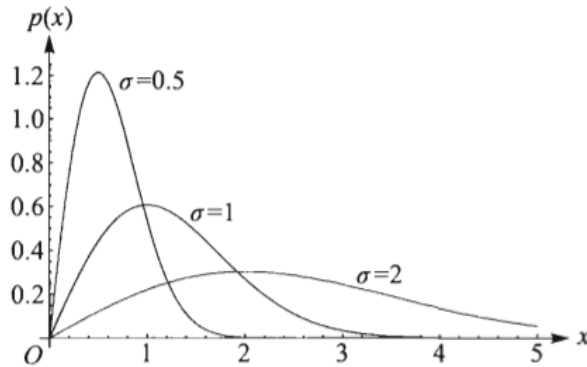


图 2.9 瑞利分布

Figure 2.9 Rayleigh Distribution

若是在众多的微路径中，有一个微路径的幅度相比较其他微路径而言要较大一些，那么该微路径起到了主要分量的作用，其模 $|h_n(t_k)|$ 服从莱斯分布。莱斯分布的概率密度函数如下所示：

$$p(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{(x^2+v^2)}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{xv}{\sigma^2}\right) \quad x \geq 0 \quad \dots(2.17)$$

公式中， $I_0(x)$ 为修正的第一类零阶贝塞尔函数，其图像如图 2.10 所示：

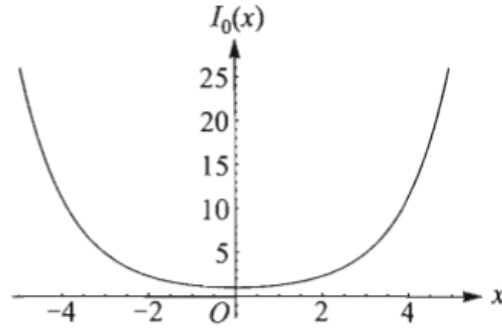


图 2.10 第一类零阶贝塞尔函数

Figure 2.10 The First Kind Zero-order Bessel Function

莱斯分布的概率密度函数图像如图 2.11 所示：

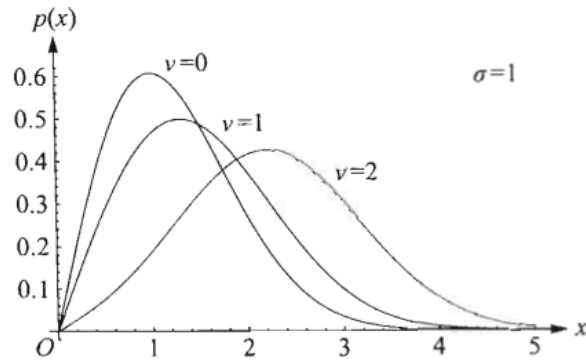


图 2.11 莱斯分布

Figure 2.11 Rice Distribution

易知，当 $\nu = 0$ 时，莱斯分布便退化成为瑞利分布；当 ν 趋向无穷大时，莱斯分布便慢慢地近似成高斯分布。

2.3 注水定理

一个加性高斯白噪声信道的表达式如下所示：

$$Y = X + Z \quad \dots(2.18)$$

公式 2.18 中， X 为输入信号， Z 为高斯白噪声， Y 为输出信号，均为复随机变量。该信道的信道容量表达式（香农定理）如下所示：

$$C = B \log \left(1 + \frac{P}{N} \right) \quad \dots(2.19)$$

公式中， C 为信道容量， P 为输入信号的功率， N 为噪声的功率， B 为信道的带宽。

若是信号的功率 P 满足如下关系：

$$P = P_1 + P_2 \quad \dots(2.20)$$

那么如有下的关系式成立：

$$\begin{aligned} C &= B \log \left(1 + \frac{P_1 + P_2}{N} \right) \\ &= B \log \left(1 + \frac{P_1}{N} \right) + B \log \left(1 + \frac{P_2}{P_1 + N} \right) \end{aligned} \quad \dots(2.21)$$

其中：

$$B \log \left(1 + \frac{P_1}{N} \right) = C_1 \quad \dots(2.22)$$

可以看作为信号的功率为 P_1 、噪声的功率为 N 时的信道容量；

$$B \log \left(1 + \frac{P_2}{P_1 + N} \right) = C_2 \quad \dots(2.23)$$

可以看作为信号的功率为 P_2 、噪声功率为 $(P_1 + N)$ 时的信道容量。

根据上述结论，考虑有 N 个并行的加性高斯白噪声信道，如下所示：

$$Y_i = X_i + Z_i, i = 1, 2, \dots, N \quad \dots(2.24)$$

上述 N 个信道中已存在信号的功率和噪声的功率。若有额外的功率，为获得最大的信道容量，将其分配到累计功率最小的信道最合适。原因在于，现存的功率，无论是噪声的功率还是信号的功率，对其他信号而言都被视为噪声，因此将额外的功率给到累计噪声功率最小的信道上会获得最大的信道容量。

若有 N 份额外的功率需要分配到 N 个信道，为了获得最大的信道容量，需要将每一份功率依次分配到累计噪声功率最小的那条信道上。该过程如同将水一滴一滴流入到一个容器中，每一滴水都会流入水位最低的位置。故该定理名为注水定理。

2.4 单个智能反射面辅助增强无线通信系统以及数学建模

结合前三节讨论的有关无线信道、加性高斯白噪声、多径衰落、瑞利衰落和注水定理等理论，本节开始讨论在单个智能反射面辅助增强下的多输入单输出无线通信系统。该系统是一个具有一般性应用场景的通用系统。特别地，该系统可以用于卫星通信服务于地面室内用户的场景中。

如图 2.12 所示，其中装有多条天线的基站为单天线用户提供通信服务。单天线用户可以分别从基站和智能反射面两处接收到信号。由于来自智能反射面的

反射信号经过更长的传输路径，衰减更大，相比之下，如果基站到用户的直传链路的信道衰减要远小得多，那么最好直接使用基站到用户的直传链路；如果两条链路的信道衰减相差不大，或者是直传链路受到障碍物遮挡，此时智能反射面可发挥极大作用，尤其是在有障碍物遮挡的场景中。此时位于反射面表面上的大量智能反射元件通过调整适当的角度，将众多反射信号能量集中在一个尖锐的波束中反射给用户，从而达到一种类似于大规模输入输出的高增益波束。

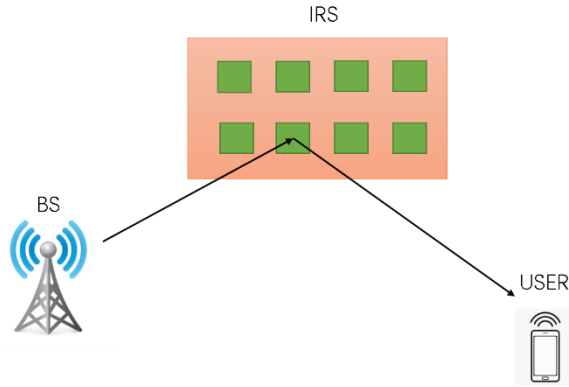


图 2.12 单智能反射面增强的 MISO 通信系统

Figure 2.12 Single IRS-aided MISO Communication System

在本节模型中，主要考虑卫星基站为地面室内用户提供通信服务的场景。由于卫星基站到地面室内用户的直传链路受到建筑物遮挡，因此该系统主要依赖单个智能反射面发挥信号反射的作用，从而为地面室内用户提供通信服务，如图 2.13 所示：

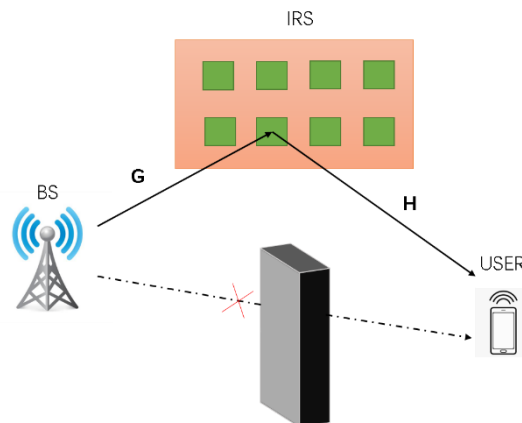


图 2.13 有障碍物情形下的单智能反射面增强的 MISO 通信系统

Figure 2.13 Single IRS-aided MISO Communication System Under Obstruction

图 2.13 所示的系统模型中, 基站的天线数量为 m , 智能反射面的反射元件数目为 n , 用户的天线数量为 1。该系统模型的信道设计, 包括从基站到智能反射面的信道以及从智能反射面到用户的信道。上述两条信道均可视为无障碍的直射信道, 因此可采用视线传播无线信道模型, 并且假设均为一个准静态平坦瑞利衰落信道模型(Akdeniz 等., 2014)。其中基站到智能反射面的信道是复值矩阵, 用符号 \mathbf{G} 表示, 维度是 $\mathbb{R}^{n \times m}$, 智能反射面到用户的信道是复值矩阵, 用符号 \mathbf{H} 表示, 维度是 $\mathbb{R}^{1 \times n}$ 。智能反射面自身的复值移相矩阵用符号 Φ 表示, 维度是 $\mathbb{R}^{n \times n}$, 表达式如 2.25 所示:

$$\Phi = \text{diag}(e^{i\theta_1}, e^{i\theta_2}, \dots, e^{i\theta_n}) \quad \dots(2.25)$$

公式中 i 是虚部单位, $\text{diag}(\mathbf{a})$ 表示对角矩阵, 每个对角线元素是向量 \mathbf{a} 中相应维度的元素, $\varphi_j = e^{i\theta_j}, j = 1, \dots, n$, $\theta_j \in [0, \pi]$ 是智能反射面上第 j 维入射信号的相位变化量。那么, 从基站到智能反射面再到用户的信道可以表示成复值矩阵 \mathbf{G} 、复值移相矩阵 Φ 以及复值矩阵 \mathbf{H} 的乘积形式。该信道相比较于传统的 AF 中继信道有很大的差异, 主要表现在传统的 AF 中继信道是用于放大信号再发射给用户, 而智能反射面的反射信道是反射但不放大信号并转发到用户。基站发射的信号用向量 \mathbf{x} 表示, 维度是 $\mathbb{R}^{m \times 1}$ 。依据注水定理可以得到, 在单个智能反射面的反射作用下, 用户接收到的信号表达式如 2.26 所示(You 等., 2020b):

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\Phi\mathbf{G}\mathbf{x} + \mathbf{w} \quad \dots(2.26)$$

其中 \mathbf{w} 代表用户附近的加性高斯白噪声, 该噪声的均值为 0、方差为 σ^2 。

用户接收到的信号功率用标量 P 表示, 得到其表达式如 2.27 所示:

$$P = \|\mathbf{H}\Phi\mathbf{G}\mathbf{x}\|_2^2 \quad \dots(2.27)$$

其中 $\|\cdot\|_2$ 代表复值向量的欧几里得范数。接下来对单个智能反射面辅助增强下的多输入单输出无线通信系统进行建模。建模的目标是最大化用户接收到的信号功率, 优化变量是智能反射面的移相矩阵, 因此, 该系统建模如下所示:

$$\begin{aligned} \max_{\Phi} P &= \|\mathbf{H}\Phi\mathbf{G}\mathbf{x}\|_2^2 \\ \text{s.t. } 0 &\leq \theta_j \leq \pi, \forall j = 1, \dots, n \end{aligned} \quad \dots(2.28)$$

这里假设基站的发射信号是一个常量, 并且尽可能大, 以保证用户可以接收到足够功率的信号。因此, 在上述系统模型中可以不再考虑基站的发射信号。再次将系统建模, 用标量 Z 代替标量 P , 如下所示:

$$\begin{aligned} \max_{\Phi} Z &= \|\mathbf{H}\Phi\mathbf{G}\|_2^2 \\ \text{s.t. } 0 &\leq \theta_j \leq \pi, \forall j = 1, \dots, n \end{aligned} \quad \dots(2.29)$$

可以看出，经建模后的优化问题是光滑的、非凸的非线性规划问题。内点法恰好可以解决光滑的非凸的非线性规划问题。同时采用最新基于内点法的、封装了自动微分算法的 CasADi 求解器进行求解，其中自动微分算法可以提高运算效率。因此在下一章中，重点介绍内点法和自动微分算法，并通过仿真来证明其有效性。

2.5 本章小结

本章主要介绍了常见的无线信道模型、信道噪声、多径衰落、瑞利衰落以及注水定理。首先，由于基于智能反射面辅助增强的无线通信系统建模需要用到信道模型并且要考虑到噪声，因此简单介绍了常见的三种无线信道模型，并通过对比分析选择一种最为合适的信道用于建模。随后介绍了常见的加性高斯白噪声。由于信号在传播过程中不可避免的产生多径衰落效应，因此以二径模型为例介绍了多径衰落，并重点介绍了多径衰落中的瑞利衰落。而注水定理主要体现了一种信道容量的动态分配过程，主要用于将系统建模为最优化形式下的功率模型。最后，利用前三节的理论基础，介绍了最简单的单个智能反射面辅助增强下的无线通信系统，并进行详细地推导与建模。为第四章的论述奠定了坚实的基础。

第3章 优化算法及 CasADi 求解器原理

3.1 内点法

内点法是二次规划或线性规划的有效集法抑或是序列二次规划法的替代方法。之前的方法在 Karush-Kuhn-Tucker 条件（以下简称 KKT 条件）下都会出现非光滑的问题。KKT 条件如 3.1~3.4 所示：

$$\nabla f(x) - \sum_{i=1}^q \nabla h_i(x) \mu_i = 0 \quad \dots(3.1)$$

$$h_i(x) \geq 0 \quad \dots(3.2)$$

$$\mu_i \geq 0 \quad \dots(3.3)$$

$$\mu_i h_i(x) = 0 \quad \dots(3.4)$$

内点法的核心是用一个光滑的近似条件来替代公式 3.2、3.3 和 3.4，即使得 $\mu_i h_i(x) = \tau$ 同时满足 τ 非常小并且 $\tau > 0$ 。可以看到，KKT 条件成为了一个光滑的查找根的问题，如 3.5 和 3.6 所示：

$$\nabla f(x) - \sum_{i=1}^q \nabla h_i(x) \mu_i = 0 \quad \dots(3.5)$$

$$\mu_i h_i(x) - \tau = 0, i = 1, \dots, q \quad \dots(3.6)$$

公式 3.5 和 3.6 被称作是内点法的 KKT 条件，同时该条件可以使用牛顿法来解决，得到的解为 $\bar{x}(\tau)$ 和 $\bar{\mu}(\tau)$ 。当 $\tau \rightarrow 0$ 时，有下述表达式成立：

$$\bar{x}(\tau) \rightarrow x^* \quad \dots(3.7)$$

$$\bar{\mu}(\tau) \rightarrow \mu^* \quad \dots(3.8)$$

内点法的算法流程如下所示：

1. 选择一个足够大的 $\tau \gg 0$ ，选择一个 $\beta \in (0,1)$ ；
2. 解内点法的 KKT 条件，得到 $\bar{x}(\tau)$ 和 $\bar{\mu}(\tau)$ ；
3. 执行 $\tau \leftarrow \beta\tau$ 操作，返回步骤二，即使用每一次的解来初始化下一次牛顿法迭代的参数。

其中解集 $\begin{pmatrix} \bar{x}(\tau) \\ \bar{\mu}(\tau) \end{pmatrix}, \tau \in (0, \infty)$ 被称为核心步骤。

3.2 CasADi 求解器原理

3.2.1 自动微分算法

自动微分算法遵循了这样一个规则：每个可微函数 $F: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^{n_F}$ 都由多种基本运算组成，比如：乘法、除法、加法、减法、正弦函数、 \exp 函数等。如果函数是用一种编程语言编写，比如：C 语言、C++ 语言或 FORTRAN 语言，在语言中有特殊的微分算法工具可以解决上述的基本运算操作。这些工具通过处理代码以生成新的代码，不仅可以传递函数值，而且可以提供所需的导数信息。

现考虑一个可微函数 $F: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^{n_F}$ 由 m 种基本运算构成。给定输入 x_1, \dots, x_n ，每个基本运算 $\phi_i, i = 0, \dots, m-1$ 生成另一个中间变量 x_{n+i+1} 。其中一些中间变量是代码的输出，也记作为 y_1, \dots, y_{n_F} 。向量 $y \in \mathbb{R}^{n_F}$ 可以从前面所有的变量 $x \in \mathbb{R}^{n+m}$ 通过表达式 $y = Cx$ 得到，其中矩阵 $C \in \mathbb{R}^{n_F \times (n+m)}$ 仅由 0 和 1 组成且每行仅有一个 1。该方法用算法语言描述如下所示：

表 3.1 算法：通过基本运算进行函数评估

Table 3.1 Algorithm: Function Evaluation via Elementary Operations

| |
|--------------------------------------------------------------------------------------|
| Input: x_1, \dots, x_n |
| Output: y_1, \dots, y_{n_F} |
| |
| for $i = 1$ to $m - 1$ do |
| $x_{n+i+1} \leftarrow \phi_i(x_1, \dots, x_{n+i})$ |
| end for |
| |
| for $j = 0$ to n_F do |
| $y_j = \sum_{i=1}^{n+m} C_{ji} x_i$ |
| end for |
| Remark1: each ϕ_i depends on only one or two out of $\{x_1, \dots, x_{n+i}\}$. |
| Remark2: the selection of y_j from x_i creates no computational costs. |

自动微分算法的思想是使用链式法则，并单独区分每一个基本运算 ϕ_i 。自动微分算法有两种模式，其中一种是前向模式，另一种是后向模式。为了用一致的方式对两种模式进行表达，首先引入原始函数的另一种形式，即使用基本增广函数的形式，表达式如下所示：

$$\tilde{x}_0 = x = \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix}, \tilde{x}_1 = \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_{n+1} \end{bmatrix}, \dots, \tilde{x}_m = \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_{n+m} \end{bmatrix} \quad \dots(3.9)$$

同样地，新的增广基本函数 $\tilde{\phi}_i(\tilde{x}_i): \mathbb{R}^{n+i} \rightarrow \mathbb{R}^{n+i+1}, \tilde{x}_i \mapsto \tilde{x}_{i+1} = \tilde{\phi}_i(\tilde{x}_i)$ ，表达式如下所示：

$$\tilde{\phi}_i(\tilde{x}_i) = \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_{n+i} \\ \phi_i(x_1, \dots, x_{n+i}) \end{bmatrix}, i = 0, \dots, m-1 \quad \dots(3.10)$$

因此，整个函数的最终表达式可以被归结为这些增广函数的串联，然后与计算机代码最后输出的 \tilde{x}_m 的相关选择矩阵 C 相乘，表达式如下所示：

$$F(x) = C \cdot \tilde{\phi}_{m-1} \left(\tilde{\phi}_{m-2} \left(\dots \tilde{\phi}_1 \left(\tilde{\phi}_0(x) \right) \right) \right) \quad \dots(3.11)$$

函数 F 的全雅可比式可以表示为 $J_F = \frac{\partial F}{\partial x}$ ，根据链式规则可以得出增广初等函数的雅可比式的乘积 $\tilde{J}_i = \frac{\partial \tilde{\phi}_i}{\partial \tilde{x}_i}$ ，如下所示：

$$J_F = C \cdot \tilde{J}_{m-1} \cdot \tilde{J}_{m-2} \cdots \tilde{J}_1 \cdot \tilde{J}_0 \quad \dots(3.12)$$

注意，每个初等雅可比矩阵都是一个单位矩阵加上另外一行不确定的元素。同样需要注意的是具有不确定元素的额外行最多有两个非零元素。

对于一阶导数的生成，算法微分使用两种替代方法来评估这些雅可比式的乘积，正如后面所要描述的前向模式和后向模式。

3.2.2 微分算法的前向模式

在正向微分算法中，首先需要定义一个种子向量 $p \in \mathbb{R}^n$ ，然后借助下述表达式估计方向导数：

$$J_{FP} = C \cdot \left(\tilde{J}_{m-1} \cdot \left(\tilde{J}_{m-2} \cdots \left(\tilde{J}_1 \cdot (\tilde{J}_0 \cdot p) \right) \right) \right) \quad \dots(3.13)$$

为了将这个长矩阵积写成一个有效的算法，在此算法中所有的1和0的乘法都不会导致很大的计算开销。在微分算法领域，通常使用一个记号，即点量 \dot{x}_i ，来表示某个特定变量的变化速度。假设输入变量 x 的变化速度 $\dot{x} = p$ ，表达式如下所示：

$$\dot{x}_i \equiv \frac{dx_i}{dx} p \quad \dots(3.14)$$

在增广公式中，可以为增广向量 \tilde{x}_i 引入点量 $\dot{\tilde{x}}_i$ ，对于 $i = 0, \dots, m-1$ 均成立。同时，这些点量的递归仅仅是通过种子 $\dot{\tilde{x}}_0 = p$ 向量进行初始化给出的，递归表达

式如下所示：

$$\dot{\tilde{x}}_{i+1} = \tilde{f}_i(\tilde{x}_i)\dot{\tilde{x}}_i, i = 0, \dots, m-1 \quad \dots(3.15)$$

给定雅可比矩阵的特殊结构，大多数 $\dot{\tilde{x}}_i$ 的元素只乘一，并且除了计算新向量 $\dot{\tilde{x}}_{i+1}$ 的最有一个分量外，什么都不需要做。最后一部分是 \dot{x}_{n+i+1} ，因此在一个有效的实现过程中，正向微分算法以如下算法流程所示的过程工作。首先设置种子 $\dot{x} = p$ ，余下过程如表 3.2 所示：

表 3.2 前向自动微分算法

Table3.2 Forward Automatic Differentiation

| |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| Input: $\dot{x}_1, \dots, \dot{x}_n$ and all partial derivatives $\frac{\partial \phi_i}{\partial x_j}$ |
| Output: $\dot{x}_1, \dots, \dot{x}_{n+m}$ |
| for $i = 1$ to $m-1$ do |
| $\dot{x}_{n+i+1} \leftarrow \sum_{j=1}^{n+i} \frac{\partial \phi_i}{\partial x_j} \dot{x}_j$ |
| end for |
| Note: each sum consist of only one or two non-zero entries. |

3.2.3 微分算法的后向模式

在反向微分算法中，在计算乘积 3.12 时与前向微分算法相比，顺序恰好相反。后向微分算法不计算前向的方向导数。相反，其计算伴随方向导数，即定义一个种子向量 $\lambda \in \mathbb{R}^{n_F}$ ，然后反向微分算法计算乘积 $\lambda^T J_F$ ，详细的表达式如下所示：

$$\lambda^T J_F = \left(\left(\left((\lambda^T C) \cdot \tilde{f}_{m-1} \right) \cdot \tilde{f}_{m-2} \right) \cdots \tilde{f}_1 \right) \cdot \tilde{f}_0 \quad \dots(3.16)$$

当将该矩阵写入到算法中时，采用条形量而不是前向微分算法中的点量。这些量可以解释为最终输出相对于各自中间变量的导数。详细的表达式如下所示：

$$\bar{x}_i \equiv \lambda^T \frac{dF}{dx_i} \quad \dots(3.17)$$

每一个中间变量都会有一个条形变量，在开始时利用从 $C^T \lambda$ 中获取的值来初始化所有条形变量。注意到这些种子通常为零，并依赖于输出选择矩阵 C 。然后，在后向微分算法中修改所有条形变量。后向微分算法的增广公式最为透明，其中有条形量 \bar{x}_i 的增广状态 \tilde{x}_i 。对上述方程 3.16 进行转置操作，得到表达式如下所示：

$$J_F^T \lambda = \tilde{J}_0^T \cdot \left(\tilde{J}_1^T \cdots \left(\tilde{J}_{m-1}^T (C^T \lambda) \right) \right) \quad \dots(3.18)$$

在这个公式中，后向种子的初始化只不过是设置 $\bar{x}_m = C^T \lambda$ ，然后通过递归按反向顺序进行，表达式如下所示：

$$\bar{x}_i = \tilde{J}_i(\tilde{x}_i)^T \bar{x}_{i+1}, i = m-1, m-2, \dots, 0. \quad \dots(3.19)$$

同样地，与 1 的乘法不会导致任何的计算成本，但后向模式一个有趣的特征是一些条形量可以在算法的不同阶段被修改一定的次数。注意到，乘积 $\tilde{J}_i^T \bar{x}_{i+1}$ 的转置的雅可比式 \tilde{J}_i^T 最多修改向量 \bar{x}_{i+1} 的两个元素，通过加上基本运算与 \bar{x}_{n+i+1} 的偏导数的方式。在一个有效的实现中，后向微分算法的步骤如下所示：

表 3.3 后向自动微分算法

Table 3.3 Backward Automatic Differentiation

| |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| Input: seed vector $\hat{x}_1, \dots, \hat{x}_{n+m}$ and all partial derivatives $\frac{\partial \phi_i}{\partial x_j}$ |
| Output: $\hat{x}_1, \dots, \hat{x}_n$ |
| <pre> for $i = m - 1$ to 0 do for all $j = 1, \dots, n + i$ do $\bar{x}_j \leftarrow \bar{x}_j + \bar{x}_{n+i+1} \frac{\partial \phi_i}{\partial x_j}$ end for end for </pre> |
| Note: each inner loop will only update one or two bar quantities. |

相比较于有限差分或是前向模式，后向模式的唯一缺点是必须存储所有的中间变量和偏导数。解决这个问题的一部分方法是采用检查点的形式，这种检查点的形式可以平衡计算速度和内存需求。在正向运算期间，它仅存储一些检查点，而不是所有的中间变量。而在后向的扫描过程中，从这些检查点开始，它会重新计算函数的部分内容，以获得那些未存储的中间变量。检查点的最佳数量和位置本身就是一门学科。一般来讲，检查点减少了存储需求，但是以牺牲了运算的时间作为代价。

3.3 基于 CasADi 求解器的仿真与结果分析

继 3.1 节中介绍了内点法的原理、3.2 节中介绍了 CasADi 求解器外层封装自动微分算法的原理之后, 本节通过对实例进行仿真, 验证采用了内点法的 CasADi 求解器可以解决光滑的、非凸的非线性规划问题。

利用 CasADi 求解器求解的非线性规划问题一般具有以下形式:

$$\begin{aligned} \min_x \quad & f(x, p) \\ \text{s.t.} \quad & x_{lb} \leq x \leq x_{ub} \\ & g_{lb} \leq g(x, p) \leq g_{ub} \end{aligned} \quad \dots(3.20)$$

其中 $x \in \mathbb{R}^{nx}$ 是决策变量, $p \in \mathbb{R}^{np}$ 是已知的参数向量。参数的下标 lb 代表下界, ub 代表上界。

现将需要求解的非线性规划问题展示如下, 这是一个 Rosenbrock 问题:

$$\begin{aligned} \min_{x,y,z} \quad & x^2 + 100z^2 \\ \text{s.t.} \quad & z + (1 - x)^2 - y = 0 \end{aligned} \quad \dots(3.21)$$

将上述问题写入到代码中, 并使用 IPOPT 算法内核, 得到仿真过程和仿真结果如下图所示:

```

iter   objective   inf_pr   inf_du lg(mu)  ||d||  lg(rg) alpha_du alpha_pr  ls
  0  6.2500000e+001  0.00e+000  9.00e+001  -1.0  0.00e+000   -  0.00e+000  0.00e+000  0
  1  1.8457621e+001  1.48e-002  4.10e+001  -1.0  4.10e-001   2.0  1.00e+000  1.00e+000f  1
  2  7.8031530e+000  3.84e-003  8.76e+000  -1.0  2.63e-001   1.5  1.00e+000  1.00e+000f  1
  3  7.1678278e+000  9.42e-005  1.04e+000  -1.0  9.32e-002   1.0  1.00e+000  1.00e+000f  1
  4  6.7419924e+000  6.18e-003  9.95e-001  -1.0  2.69e-001   0.6  1.00e+000  1.00e+000f  1
  5  5.4363330e+000  7.03e-002  1.04e+000  -1.7  8.40e-001   0.1  1.00e+000  1.00e+000f  1
  6  1.2144815e+000  1.52e+000  1.32e+000  -1.7  3.21e+000  -0.4  1.00e+000  1.00e+000f  1
  7  1.0214718e+000  2.51e-001  1.17e+001  -1.7  1.33e+000   0.9  1.00e+000  1.00e+000h  1
  8  3.1864085e-001  1.04e-003  7.53e-001  -1.7  3.58e-001   -  1.00e+000  1.00e+000f  1
  9  0.0000000e+000  3.19e-001  0.00e+000  -1.7  5.64e-001   -  1.00e+000  1.00e+000f  1
iter   objective   inf_pr   inf_du lg(mu)  ||d||  lg(rg) alpha_du alpha_pr  ls
 10  0.0000000e+000  0.00e+000  0.00e+000  -1.7  3.19e-001   -  1.00e+000  1.00e+000h  1

Number of Iterations....: 10
    
```

图 3.1 Rosenbrock 问题的仿真过程

Figure 3.1 The Simulation Process of Rosenbrock Problem

```

EXIT: Optimal Solution Found.
      S :   t_proc      (avg)   t_wall      (avg)   n_eval
      nlp_f |         0 (      0)         0 (      0)        11
      nlp_g |         0 (      0)         0 (      0)        11
      nlp_grad_f |   1.00ms ( 83.33us) 648.00us ( 54.00us)        12
      nlp_hess_l |         0 (      0)         0 (      0)        10
      nlp_jac_g |         0 (      0)         0 (      0)        12
      total | 409.00ms (409.00ms) 408.59ms (408.59ms)         1
[0, 1, 0]

```

图 3.2 Rosenbrock 问题的仿真结果

Figure 3.2 The Simulation Result of Rosenbrock Problem

从仿真过程和仿真结果两张图中可以看到，在 10 次迭代过程中，该算法经历了快速收敛的过程并得到了最优解。由此可见，采用 IPOPT 算法内核的 CasADi 求解器可以有效并快速地解决光滑的、非凸的非线性规划问题，这是其他求解器不能做到的。

3.4 本章小结

本章主要介绍了内点算法的原理和 CasADi 求解器封装自动微分算法的原理，其中内点法用于解决光滑的、非凸的非线性规划问题，因此详细推导了相关公式；CasADi 求解器在内点法基础上封装了自动微分算法，相比较于原始的内点法仿真代码，该求解器可以大幅度地提高计算效率，并依据不同的使用场景，分别推导了前向微分算法和后向微分算法的公式。随后通过实例仿真来详细地说明了采用了内点法的 CasADi 求解器可以求解光滑的、非凸的非线性规划问题，并且十分有效。这为后续章节中部署智能反射面系统的建模和求解奠定了坚实的仿真实验理论基础。在后续章节的仿真实验中，将直接采用该求解器对光滑的、非凸的非线性规划问题进行求解。

第4章 双智能反射面增强无线通信系统模型研究

在第二章中介绍了有关信道建模的通信理论知识，并初步建立了在单个智能反射面辅助增强下的无线通信系统模型；在第三章中介绍了求解光滑的、非凸问题的内点法以及最新基于内点法并封装了自动微分算法的 CasADi 求解器，并通过仿真证实其有效性。接下来，以已有理论为基础，进一步提出无协作关系的双智能反射面辅助增强下的无线通信系统以及有协作关系的双智能反射面辅助增强下的无线通信系统，分别进行建模，并直接使用 CasADi 求解器进行对比仿真求解。

4.1 无协作关系下双智能反射面辅助增强无线通信系统的数学建模

本节主要考虑无协作关系的双智能反射面辅助增强下的无线通信系统，如图 4.1 所示。

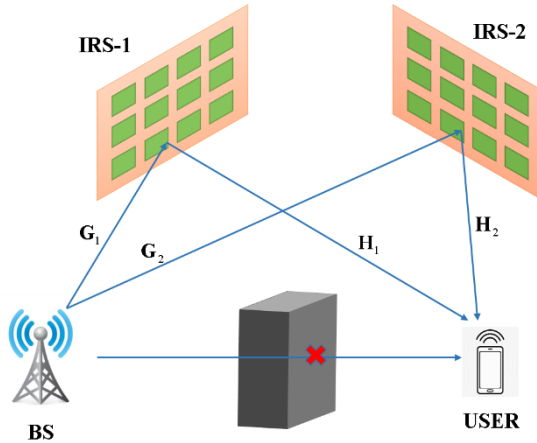


图 4.1 无协作关系的双智能反射面辅助增强的 MISO 通信系统

Figure 4.1 Non-cooperative Double IRS-aided MISO Communication System

根据第二章中得到的单智能反射面辅助增强下的 MISO 无线通信模型，可以推导出无协作关系的双智能反射面辅助增强下的无线通信系统中用户接收到的总功率值，其中来自智能反射面-1 的功率用标量 P_1 表示，来自智能反射面-2 的功率用标量 P_2 表示，同样地，由于障碍物遮挡，不考虑从基站到用户的直传信号。得到 P_1 、 P_2 的表达式如下所示：

$$P_1 = \|H_1 \Phi_1 G_1 x\|_2^2 \quad \dots(4.1)$$

$$P_2 = \|H_2 \Phi_2 G_2 x\|_2^2 \quad \dots(4.2)$$

建模的目标是最大化用户接收到的总功率，优化变量是两个智能反射面的移相矩阵 Φ_1 和 Φ_2 。由于两路信号传播的信道均满足瑞利分布且独立无关，总功率可由 P_1 和 P_2 相加而得。因此，无协作关系的双智能反射面辅助增强下的无线通信系统建模如下所示：

$$\max_{\Phi_1, \Phi_2} P_1 + P_2 \quad \dots(4.3)$$

这里假设基站发射信号是一个常量，且尽可能大，以保证用户接收到足够功率的信号。由于是常量，因而在后续的问题模型中可以不再考虑基站的发射信号。简化后使用标量 Z_1 替代功率 P_1 ，标量 Z_2 替代功率 P_2 ，表达式如下所示：

$$Z_1 = \|H_1 \Phi_1 G_1\|_2^2 \quad \dots(4.4)$$

$$Z_2 = \|H_2 \Phi_2 G_2\|_2^2 \quad \dots(4.5)$$

简化后的无协作关系的双智能反射面辅助增强下的无线通信系统建模如下所示：

$$\max_{\Phi_1, \Phi_2} Z_1 + Z_2 \quad \dots(4.6)$$

该模型是光滑的、非凸的，可以直接使用基于 IPOPT 算法的 CasADi 求解器得到有效的求解。

4.2 有协作关系下双智能反射面辅助增强无线通信系统的数学建模

本节主要考虑有协作关系的双智能反射面辅助增强下的无线通信系统，如图 4.2 所示：

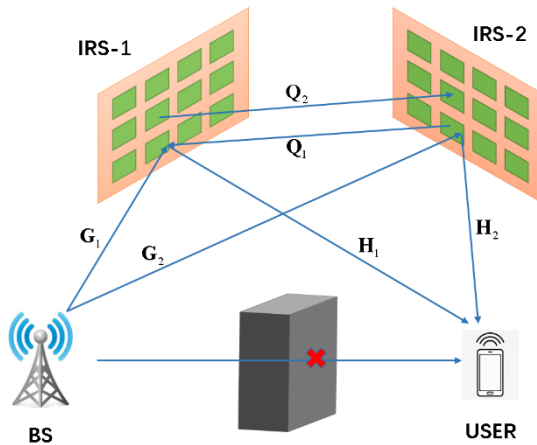


图 4.2 有协作关系的双智能反射面辅助增强的 MISO 通信系统

Figure 4.2 Cooperative Double IRS-aided MISO Communication System

当每一个智能反射面接收到来自基站的发射信号同时,也会接收到来自另一个智能反射面的反射信号。两路信号叠加增强,共同反射给用户。两个智能反射面一旦被放置在合适的位置后,不发生改变。智能反射面-1 到智能反射面-2 的信道用矩阵 \mathbf{Q}_2 表示,维度是 $n_2 \times n_1$,智能反射面-2 到智能反射面-1 的信道用矩阵 \mathbf{Q}_1 表示,维度是 $n_1 \times n_2$,是矩阵 \mathbf{Q}_2 的转置。同样地,忽略基站到用户的直传信道,根据无协作关系的双智能反射面辅助增强下的无线通信系统模型进一步推导出,用户接收到来自智能反射面-1 的信号功率 P_1 以及来自智能反射面-2 的信号功率 P_2 的表达式如下所示:

$$P_1 = \|\mathbf{H}_1 \mathbf{M}_1 \mathbf{x}\|_2^2 \quad \dots(4.7)$$

$$P_2 = \|\mathbf{H}_2 \mathbf{M}_2 \mathbf{x}\|_2^2 \quad \dots(4.8)$$

其中矩阵 \mathbf{M}_1 是中间变量,具体表现为移相矩阵 Φ_1 与智能反射面-1 接收到的总信号信道乘积,维度是 $n_1 \times m$,矩阵 \mathbf{M}_2 同理,维度是 $n_2 \times m$ 。中间变量 \mathbf{M}_1 和 \mathbf{M}_2 的表达式如下所示:

$$\mathbf{M}_1 = \Phi_1(\mathbf{G}_1 + \mathbf{Q}_1 \mathbf{M}_2) \quad \dots(4.9)$$

$$\mathbf{M}_2 = \Phi_2(\mathbf{G}_2 + \mathbf{Q}_2 \mathbf{M}_1) \quad \dots(4.10)$$

目标是最大化用户接收到的信号总功率,即 P_1 、 P_2 之和,优化变量是两个智能反射面的移相矩阵 Φ_1 、 Φ_2 及中间变量 \mathbf{M}_1 、 \mathbf{M}_2 。因此,有协作关系的双智能反射面辅助增强下的无线通信系统建模如下所示:

$$\begin{aligned} & \max_{\Phi_1, \Phi_2} P_1 + P_2 \\ \text{s.t. } & \mathbf{M}_1 = \Phi_1(\mathbf{G}_1 + \mathbf{Q}_1 \mathbf{M}_2) \\ & \mathbf{M}_2 = \Phi_2(\mathbf{G}_2 + \mathbf{Q}_2 \mathbf{M}_1) \end{aligned} \quad \dots(4.11)$$

同样地,忽略掉基站的发射信号常量,用 Z_1 、 Z_2 分别代替上述的功率 P_1 、 P_2 ,得到简化后的表达式如下所示:

$$Z_1 = \|\mathbf{H}_1 \mathbf{M}_1\|_2^2 \quad \dots(4.12)$$

$$Z_2 = \|\mathbf{H}_2 \mathbf{M}_2\|_2^2 \quad \dots(4.13)$$

最终得到有协作关系的双智能反射面辅助增强下的无线通信系统建模如下所示:

$$\begin{aligned}
 & \max_{\Phi_1, \Phi_2} Z_1 + Z_2 \\
 \text{s.t. } & \mathbf{M}_1 = \Phi_1(\mathbf{G}_1 + \mathbf{Q}_1\mathbf{M}_2) \\
 & \mathbf{M}_2 = \Phi_2(\mathbf{G}_2 + \mathbf{Q}_2\mathbf{M}_1)
 \end{aligned} \tag{4.14}$$

同样地，该模型是光滑的、非凸的，可以直接使用基于 IPOPT 算法的 CasADi 求解器得到有效的解决。

4.3 基于一般求解器的模型实虚部拆分推导

为了解决一般求解器无法识别虚数的问题，将上述两个智能反射面模型分别按实虚部进一步拆分建模。

4.3.1 无协作关系的双智能反射面模型

现将无协作关系的双智能反射面模型进行实虚部拆分。这里需要拆分的矩阵有：基站分别到两个智能反射面的信道 \mathbf{G}_1 、 \mathbf{G}_2 ，两个智能反射面的移相矩阵 Φ_1 、 Φ_2 ，两个智能反射面分别到用户的信道 \mathbf{H}_1 、 \mathbf{H}_2 。表达式如下所示：

$$\mathbf{G}_1 = \mathbf{G}_{1r} + j\mathbf{G}_{1i} \tag{4.15}$$

$$\mathbf{G}_2 = \mathbf{G}_{2r} + j\mathbf{G}_{2i} \tag{4.16}$$

$$\Phi_1 = \Phi_{1r} + j\Phi_{1i} \tag{4.17}$$

$$\Phi_2 = \Phi_{2r} + j\Phi_{2i} \tag{4.18}$$

$$\mathbf{H}_1 = \mathbf{H}_{1r} + j\mathbf{H}_{1i} \tag{4.19}$$

$$\mathbf{H}_2 = \mathbf{H}_{2r} + j\mathbf{H}_{2i} \tag{4.20}$$

公式下标中 r 代表实部，i 代表虚部， $j = \sqrt{-1}$ 代表虚数。将拆分好的矩阵代入到无协作关系的双智能反射面模型，得到实部表达式为：

$$Z_{1r} = \|\mathbf{H}_{1r}\Phi_{1r}\mathbf{G}_{1r} - \mathbf{H}_{1i}\Phi_{1i}\mathbf{G}_{1r} - \mathbf{H}_{1r}\Phi_{1i}\mathbf{G}_{1i} - \mathbf{H}_{1i}\Phi_{1r}\mathbf{G}_{1i}\|_2^2 \tag{4.21}$$

$$Z_{2r} = \|\mathbf{H}_{2r}\Phi_{2r}\mathbf{G}_{2r} - \mathbf{H}_{2i}\Phi_{2i}\mathbf{G}_{2r} - \mathbf{H}_{2r}\Phi_{2i}\mathbf{G}_{2i} - \mathbf{H}_{2i}\Phi_{2r}\mathbf{G}_{2i}\|_2^2 \tag{4.22}$$

虚部表达式为：

$$Z_{1i} = \|\mathbf{H}_{1r}\Phi_{1r}\mathbf{G}_{1i} - \mathbf{H}_{1i}\Phi_{1i}\mathbf{G}_{1i} + \mathbf{H}_{1r}\Phi_{1i}\mathbf{G}_{1r} + \mathbf{H}_{1i}\Phi_{1r}\mathbf{G}_{1r}\|_2^2 \tag{4.23}$$

$$Z_{2i} = \|\mathbf{H}_{2r}\Phi_{2r}\mathbf{G}_{2i} - \mathbf{H}_{2i}\Phi_{2i}\mathbf{G}_{2i} + \mathbf{H}_{2r}\Phi_{2i}\mathbf{G}_{2r} + \mathbf{H}_{2i}\Phi_{2r}\mathbf{G}_{2r}\|_2^2 \tag{4.24}$$

最终，经拆分实虚部后的无协作关系的双智能反射面模型如下所示：

$$\max_{\Phi_1, \Phi_2} Z_{1r} + Z_{1i} + Z_{2r} + Z_{2i} \tag{4.25}$$

4.3.2 有协作关系的双智能反射面模型

现将有协作关系的双智能反射面模型进行实虚部拆分。除了无协作关系的智能反射面模型中已经分解的矩阵，仍需要拆分的有：两个智能反射面之间的信道 \mathbf{Q}_1 、 \mathbf{Q}_2 以及两个智能反射面接收到的总信号信道叠加矩阵 \mathbf{M}_1 、 \mathbf{M}_2 。表达式如下所示：

$$\mathbf{Q}_1 = \mathbf{Q}_{1r} + j\mathbf{Q}_{1i} \quad \dots(4.26)$$

$$\mathbf{Q}_2 = \mathbf{Q}_{2r} + j\mathbf{Q}_{2i} \quad \dots(4.27)$$

$$\mathbf{M}_1 = \mathbf{M}_{1r} + j\mathbf{M}_{1i} \quad \dots(4.28)$$

$$\mathbf{M}_2 = \mathbf{M}_{2r} + j\mathbf{M}_{2i} \quad \dots(4.29)$$

将拆分好的矩阵代入到有协作关系的双智能反射面模型，得到实部表达式如下所示：

$$Z_{1r} = \|\mathbf{H}_{1r}\mathbf{M}_{1r} - \mathbf{H}_{1i}\mathbf{M}_{1i}\|_2^2 \quad \dots(4.30)$$

$$Z_{2r} = \|\mathbf{H}_{2r}\mathbf{M}_{2r} - \mathbf{H}_{2i}\mathbf{M}_{2i}\|_2^2 \quad \dots(4.31)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{M}_{1r} = & \Phi_{1r}\mathbf{G}_{1r} - \Phi_{1i}\mathbf{G}_{1i} + \Phi_{1r}\mathbf{Q}_{1r}\mathbf{M}_{2r} - \Phi_{1r}\mathbf{Q}_{1i}\mathbf{M}_{2i} \\ & - \Phi_{1i}\mathbf{Q}_{1i}\mathbf{M}_{2r} - \Phi_{1i}\mathbf{Q}_{1r}\mathbf{M}_{2i} \end{aligned} \quad \dots(4.32)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{M}_{2r} = & \Phi_{2r}\mathbf{G}_{2r} - \Phi_{2i}\mathbf{G}_{2i} + \Phi_{2r}\mathbf{Q}_{2r}\mathbf{M}_{1r} - \Phi_{2r}\mathbf{Q}_{2i}\mathbf{M}_{1i} \\ & - \Phi_{2i}\mathbf{Q}_{2i}\mathbf{M}_{1r} - \Phi_{2i}\mathbf{Q}_{2r}\mathbf{M}_{1i} \end{aligned} \quad \dots(4.33)$$

虚部表达式为：

$$Z_{1i} = \|\mathbf{H}_{1r}\mathbf{M}_{1i} + \mathbf{H}_{1i}\mathbf{M}_{1r}\|_2^2 \quad \dots(4.34)$$

$$Z_{2i} = \|\mathbf{H}_{2r}\mathbf{M}_{2i} + \mathbf{H}_{2i}\mathbf{M}_{2r}\|_2^2 \quad \dots(4.35)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{M}_{1i} = & \Phi_{1i}\mathbf{G}_{1r} + \Phi_{1r}\mathbf{G}_{1i} + \Phi_{1i}\mathbf{Q}_{1r}\mathbf{M}_{2r} - \Phi_{1i}\mathbf{Q}_{1i}\mathbf{M}_{2i} \\ & + \Phi_{1r}\mathbf{Q}_{1i}\mathbf{M}_{2r} + \Phi_{1r}\mathbf{Q}_{1r}\mathbf{M}_{2i} \end{aligned} \quad \dots(4.36)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{M}_{2i} = & \Phi_{2i}\mathbf{G}_{2r} + \Phi_{2r}\mathbf{G}_{2i} + \Phi_{2i}\mathbf{Q}_{2r}\mathbf{M}_{1r} - \Phi_{2i}\mathbf{Q}_{2i}\mathbf{M}_{1i} \\ & + \Phi_{2r}\mathbf{Q}_{2i}\mathbf{M}_{1r} + \Phi_{2r}\mathbf{Q}_{2r}\mathbf{M}_{1i} \end{aligned} \quad \dots(4.37)$$

最终，经拆分实虚部后的有协作关系的双智能反射面模型如下所示：

$$\begin{aligned}
 & \max_{\Phi_1, \Phi_2} Z_{1r} + Z_{1i} + Z_{2r} + Z_{2i} \\
 \text{s.t. } & \mathbf{M}_{1r} = \Phi_{1r} \mathbf{G}_{1r} - \Phi_{1i} \mathbf{G}_{1i} + \Phi_{1r} \mathbf{Q}_{1r} \mathbf{M}_{2r} - \\
 & \Phi_{1r} \mathbf{Q}_{1i} \mathbf{M}_{2i} - \Phi_{1i} \mathbf{Q}_{1i} \mathbf{M}_{2r} - \Phi_{1i} \mathbf{Q}_{1r} \mathbf{M}_{2i} \\
 & \mathbf{M}_{1i} = \Phi_{1i} \mathbf{G}_{1r} + \Phi_{1r} \mathbf{G}_{1i} + \Phi_{1i} \mathbf{Q}_{1r} \mathbf{M}_{2r} - \\
 & \Phi_{1i} \mathbf{Q}_{1i} \mathbf{M}_{2i} + \Phi_{1r} \mathbf{Q}_{1i} \mathbf{M}_{2r} + \Phi_{1r} \mathbf{Q}_{1r} \mathbf{M}_{2i} \quad \dots(4.38) \\
 & \mathbf{M}_{2r} = \Phi_{2r} \mathbf{G}_{2r} - \Phi_{2i} \mathbf{G}_{2i} + \Phi_{2r} \mathbf{Q}_{2r} \mathbf{M}_{1r} - \\
 & \Phi_{2r} \mathbf{Q}_{2i} \mathbf{M}_{1i} - \Phi_{2i} \mathbf{Q}_{2i} \mathbf{M}_{1r} - \Phi_{2i} \mathbf{Q}_{2r} \mathbf{M}_{1i} \\
 & \mathbf{M}_{2i} = \Phi_{2i} \mathbf{G}_{2r} + \Phi_{2r} \mathbf{G}_{2i} + \Phi_{2i} \mathbf{Q}_{2r} \mathbf{M}_{1r} - \\
 & \Phi_{1i} \mathbf{Q}_{1i} \mathbf{M}_{1i} + \Phi_{2r} \mathbf{Q}_{2i} \mathbf{M}_{1r} + \Phi_{2r} \mathbf{Q}_{2r} \mathbf{M}_{1i}
 \end{aligned}$$

4.4 仿真结果与分析

4.4.1 有、无协作关系的双智能反射面模型仿真结果对比与分析

经过仿真，得到无协作关系的双智能反射面模型中用户接收到的信号功率与有协作关系的双智能反射面模型中用户接收到的信号功率对比如表 4.1 所示。模型已经过归一化（无量纲化）处理。

表 4.1 两种智能反射面模型中用户接收到的信号总功率对比

Table 4.1 Comparison of the total power of the signal received by the user in two IRS models

| 随机生成次数 (取平均值) | 5 次平均 | 10 次平均 | 15 次平均 | 20 次平均 |
|------------------|--------------------------|--------------------------|--------------------------|--------------------------|
| 有协作关系 | 8.5479×10^{-10} | 4.4324×10^{-10} | 3.1811×10^{-10} | 2.6135×10^{-10} |
| 无协作关系 | 7.0616×10^{-10} | 3.6867×10^{-10} | 2.6726×10^{-10} | 2.2443×10^{-10} |

实验环境是 Windows10 64 位操作系统，Intel(R) Core(TM) i5-8400，CPU 2.8GHz，内存 16.0GB，Matlab 版本为 R2018b，求解器是 CasADi-v3.4.5 中的 IPOPT。由于本文重点考虑的是小范围室内场景，因此在仿真中合理预设两个智能反射面之间的距离是 1m。

实验通过随机生成 5 次、10 次、15 次、20 次信道，固定两个智能反射面之间的距离为 1m，固定基站、双智能反射面以及用户的相对位置，分别得到无协作关系的双智能反射面模型与有协作关系的双智能反射面模型的仿真结果并进行比较，如表 4.1 所示。对比结果显示，在小范围室内场景下多次生成随机信道并取平均值，对于用户接收到的信号功率，有协作关系的双智能反射面模型相比

无协作关系的双智能反射面模型有显著的性能提升。说明有协作关系的双智能反射面的辅助增强效果更优，协作关系是不可被忽略的。

4.4.2 双智能反射面距离变化下两模型的仿真结果对比与分析

经历了 4.4.1 节实验后，得到了一个性能更优的有协作关系的双智能反射面模型。继而进一步验证该协作模型的有效作用范围，即当两个智能反射面之间的距离逐渐增大时，其性能上的提升是否明显。实验过程中同时对无协作关系的双智能反射面模型进行仿真以作为对比。对比实验从两个智能反射面间距为1m开始，逐渐增加到100m，固定基站、双智能反射面以及用户的相对位置，得到仿真对比曲线如图 4.3 所示。

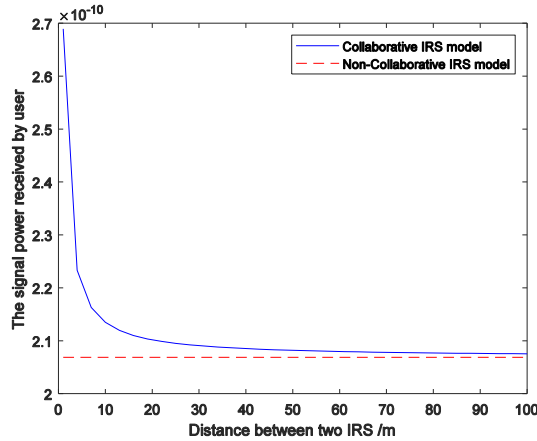


图 4.3 用户接收到的信号功率随双智能反射面间距变化的曲线图

Figure 4.3 The Curve of the Signal Power Received by the User Changing with the Distance between two IRS

从图 4.3 可以看出，随着两个智能反射面的距离增加，在两种模型中用户接收到的信号功率会越来越接近，有协作关系的双智能反射面模型的性能提升随着距离的增长越来越弱。当两个智能反射面之间的距离从1m增加到10m时，性能提升从30%下降到3%；当两个智能反射面之间的距离从10m增加到50m时，性能提升从3%下降到0.65%，此时两模型的增强效果逐渐接近；当两个智能反射面之间的距离从50m增加到100m，性能提升从0.65%下降到0.32%，两模型的增强效果几乎相同。

4.4.3 基站天线数目变化下两模型的仿真结果对比与分析

接下来验证基站天线数目对有协作关系的双智能反射面模型性能的影响。分

别取原始实验天线的 0.5 倍、0.75 倍、1 倍、1.25 倍、1.5 倍的天线数进行实验，双智能反射面之间的距离固定为1m，同时固定基站、双智能反射面以及用户的相对位置。

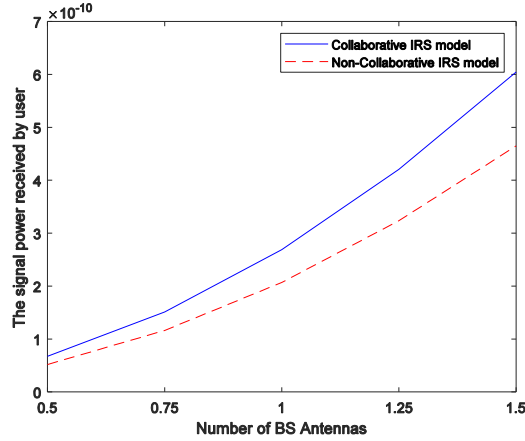


图 4.4 用户接收到的信号功率随天线数目变化的曲线图

Figure 4.4 The Curve of the Signal Power Received by the User Changing with the Number of Antennas

实验结果由图 4.4 所示。随着基站的天线数目以 0.25 的步长从 0.5 倍逐渐增加到 1.5 倍，有协作关系的双智能反射面模型与无协作关系的双智能反射面模型的性能提升稳定保持在30%左右，这表明基站天线数目的变化不会针对有协作关系的双智能反射面模型有额外的性能提升或下降。但是随着基站天线数目的变化，有协作关系的双智能反射面依然能保持稳定的性能提升，依然印证了该协作模型的有效性和创新性。

4.5 本章小结

本章主要针对基于双智能反射面辅助增强的无线通信系统进行数学建模并仿真。首先对无协作关系下双智能反射面辅助增强的无线通信系统进行公式推导与建模，建模后的问题是一个光滑的、非凸的非线性规划问题。然后在具体的问题场景，即用户处于室内小范围场景下，分析无协作模型仍存在的不足之处，从而针对该不足开创性地提出有协作关系下双智能反射面辅助增强的无线通信系统，并针对具有协作关系双智能反射面重点进行公式推导并建模，建模后的问题同样是一个光滑的、非凸的非线性规划问题。由于一般的求解器均不支持虚数运

算,于是立即对建好的模型进行实虚部拆分,再次对两个系统进行公式推导和建模。随后,直接使用基于内点法的 CasADi 求解器分别对于无协作模型和有协作模型进行仿真、对比和分析。仿真对比结果表明,有协作模型对于用户接收到的功率具有非常好的增强效果,同时,对于小范围的场景下,有协作模型比无协作模型具有更好的增强效果。

第5章 总结与展望

5.1 总结

由于第五代无线通信网络技术具有高复杂性、高成本、高能耗等诸多缺点，学术界提出智能反射面的概念，并将其部署到下一代无线通信网络从而提高网络性能。

本文针对基于智能反射面辅助增强下的 MISO 通信系统进行研究，分析了单智能反射面辅助增强下的 MISO 通信系统和无协作关系的双智能反射面辅助增强下的 MISO 通信系统。由于室内小范围环境为智能反射面的主要部署场景，多个智能反射面之间的协作关系对网络性能的提高不可忽略，而已有模型均未提及。针对这一点，本文提出了一种有协作关系的双智能反射面辅助增强下的 MISO 通信系统，进一步提高无线通信网络的性能。该模型具有一定的突破性，同时在后续研究中具有非常重要的意义。

本文的主要研究成果和创新之处总结如下：

- 1、创新性地提出一种有协作关系的双智能反射面辅助增强下的 MISO 无线通信系统，将该系统建模为非凸优化问题模型。在模型中，通过将两个智能反射面的移相矩阵作为优化变量，最大化增强点对点 MISO 系统中用户接收到的信号功率，并利用 IPOPT 求解器求解。仿真结果证实了有协作关系的双智能反射面模型对系统有明显的增强效果。

- 2、同时针对无协作关系的双智能反射面辅助增强下的 MISO 通信系统进行建模，利用 IPOPT 求解器求解，并将结果与有协作关系的双智能反射面模型进行对比。仿真对比结果证实，在 10m 以内的近距离环境，相比无协作关系的双智能反射面模型，有协作关系的双智能反射面模型显著地提高了用户接收到的信号功率，有着更优的性能。

5.2 展望

本论文针对有协作关系的双智能反射面辅助增强下的 MISO 通信系统进行研究，在研究过程中也发现了一些不足之处和今后可以继续深入研究的方向，结合现有非凸优化算法的研究现状和发展趋势，改进和后续深入研究工作说明如下：

- 1、将现有的非凸优化模型进一步改写为具有耦合关系的分布式模型，利用

最新的增广拉格朗日交替方向拟牛顿算法进行求解,可以大幅度地提高求解优化问题的收敛速度。

2、后续可以考虑将现有的具有协作关系的双智能反射面扩展为具有协作关系的多智能反射面,可以定义每两个智能反射面都具有协作关系,也可以依据实际位置布局 and 距离,定义哪些智能反射面之间具有协作关系。

参考文献

- ABEYWICKRAMA S, ZHANG R, WU Q, et al. 2020. Intelligent reflecting surface: Practical phase shift model and beamforming optimization. *IEEE Transactions on Communications* [J], 68: 5849-5863.
- AKDENIZ M R, LIU Y, SAMIMI M K, et al. 2014. Millimeter wave channel modeling and cellular capacity evaluation. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* [J], 32: 1164-1179.
- ANDERSSON J A, GILLIS J, HORN G, et al. 2019. CasADi: a software framework for nonlinear optimization and optimal control. *Mathematical Programming Computation* [J], 11: 1-36.
- BASAR E, DI RENZO M, DE ROSNY J, et al. 2019. Wireless communications through reconfigurable intelligent surfaces. *IEEE access* [J], 7: 116753-116773.
- CUI M, ZHANG G, ZHANG R 2019. Secure wireless communication via intelligent reflecting surface. *IEEE Wireless Communications Letters* [J], 8: 1410-1414.
- CUI T J, QI M Q, WAN X, et al. 2014. Coding metamaterials, digital metamaterials and programmable metamaterials. *Light: Science & Applications* [J], 3: e218-e218.
- DI RENZO M, DEBBAH M, PHAN-HUY D-T, et al. 2019. Smart radio environments empowered by reconfigurable AI meta-surfaces: An idea whose time has come. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking* [J], 2019: 1-20.
- DI RENZO M, NTONTIN K, SONG J, et al. 2020. Reconfigurable intelligent surfaces vs. relaying: Differences, similarities, and performance comparison. *IEEE Open Journal of the Communications Society* [J], 1: 798-807.
- FU M, ZHOU Y, SHI Y. Intelligent reflecting surface for downlink non-orthogonal multiple access networks[C]//2019 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps).IEEE,2019:1-6.
- FU M, ZHOU Y, SHI Y 2020. Reconfigurable intelligent surface for interference alignment in MIMO device-to-device networks. *arXiv preprint arXiv:2005.06766* [J].
- FU M, ZHOU Y, SHI Y, et al. 2021. Reconfigurable intelligent surface empowered downlink non-orthogonal multiple access. *IEEE Transactions on Communications* [J].
- GRANT M, BOYD S 2014. CVX: Matlab software for disciplined convex programming, version 2.1 [M].
- GUO H, LIANG Y-C, CHEN J, et al. 2019. Weighted sum-rate optimization for intelligent reflecting surface enhanced wireless networks. *arXiv preprint arXiv:1905.07920* [J].
- HUANG C, ZAPPONE A, ALEXANDROPOULOS G C, et al. 2019. Reconfigurable intelligent surfaces for energy efficiency in wireless communication. *IEEE Transactions on Wireless Communications* [J], 18: 4157-4170.
- JIANG T, SHI Y. Over-the-air computation via intelligent reflecting surfaces[C]//2019 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM).IEEE,2019:1-6.
- LIANG Y-C, LONG R, ZHANG Q, et al. 2019. Large intelligent surface/antennas (LISA): Making reflective radios smart.

- LIASKOS C, NIE S, TSIOLIARIDOU A, et al. 2018. A new wireless communication paradigm through software-controlled metasurfaces. *IEEE Communications Magazine* [J], 56: 162-169.
- LUO Z-Q, MA W-K, SO A M-C, et al. 2010. Semidefinite relaxation of quadratic optimization problems. *IEEE Signal Processing Magazine* [J], 27: 20-34.
- LYU J, ZHANG R 2020a. Hybrid active/passive wireless network aided by intelligent reflecting surface: System modeling and performance analysis. *arXiv preprint arXiv:2004.13318* [J].
- LYU J, ZHANG R 2020b. Spatial throughput characterization for intelligent reflecting surface aided multiuser system. *IEEE Wireless Communications Letters* [J], 9: 834-838.
- MEI W, ZHANG R 2020a. Cooperative beam routing for multi-IRS aided communication. *IEEE Wireless Communications Letters* [J].
- MEI W, ZHANG R 2020b. Performance analysis and user association optimization for wireless network aided by multiple intelligent reflecting surfaces. *arXiv preprint arXiv:2009.02551* [J].
- NADEEM Q, KAMMOUN A, CHAABAN A, et al. 2019. Large intelligent surface assisted MIMO communications. *arXiv preprint arXiv:1903.08127* [J].
- SUBRT L, PECHAC P 2012. Intelligent walls as autonomous parts of smart indoor environments. *IET communications* [J], 6: 1004-1010.
- WU Q, LI G Y, CHEN W, et al. 2016. Energy-efficient small cell with spectrum-power trading. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* [J], 34: 3394-3408.
- WU Q, LI G Y, CHEN W, et al. 2017. An overview of sustainable green 5G networks. *IEEE Wireless Communications* [J], 24: 72-80.
- WU Q, ZHANG R. Intelligent reflecting surface enhanced wireless network: Joint active and passive beamforming design[C]//2018 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM).IEEE,2018:1-6.
- WU Q, ZHANG R. Beamforming optimization for intelligent reflecting surface with discrete phase shifts[C]//ICASSP 2019-2019 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP).IEEE,2019a:7830-7833.
- WU Q, ZHANG R 2019b. Towards smart and reconfigurable environment: Intelligent reflecting surface aided wireless network. *IEEE Communications Magazine* [J], 58: 106-112.
- WU Q, ZHANG R 2020. Joint active and passive beamforming optimization for intelligent reflecting surface assisted SWIPT under QoS constraints. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* [J], 38: 1735-1748.
- WU Q, ZHANG S, ZHENG B, et al. 2021. Intelligent reflecting surface aided wireless communications: A tutorial. *IEEE Transactions on Communications* [J].
- YANG Y, ZHENG B, ZHANG S, et al. 2020. Intelligent reflecting surface meets OFDM: Protocol design and rate maximization. *IEEE Transactions on Communications* [J], 68: 4522-4535.
- YOU C, ZHENG B, ZHANG R 2020a. How to Deploy Intelligent Reflecting Surfaces in Wireless Network: BS-side, User-side, or Both Sides? *arXiv preprint arXiv:2012.03403* [J].
- YOU C, ZHENG B, ZHANG R. Intelligent reflecting surface with discrete phase shifts: Channel

- estimation and passive beamforming[C]//ICC 2020-2020 IEEE International Conference on Communications (ICC).IEEE,2020b:1-6.
- YOU C, ZHENG B, ZHANG R 2020c. Wireless communication via double IRS: Channel estimation and passive beamforming designs. IEEE Wireless Communications Letters [J].
- ZARGARI S, KHALILI A, ZHANG R 2020. Energy efficiency maximization via joint active and passive beamforming design for multiuser MISO IRS-aided SWIPT. IEEE Wireless Communications Letters [J], 10: 557-561.
- ZHANG S, WU Q, XU S, et al. 2016. Fundamental green tradeoffs: Progresses, challenges, and impacts on 5G networks. IEEE Communications Surveys & Tutorials [J], 19: 33-56.
- ZHANG S, ZHANG R 2020a. Capacity characterization for intelligent reflecting surface aided MIMO communication. IEEE Journal on Selected Areas in Communications [J], 38: 1823-1838.
- ZHANG S, ZHANG R. Intelligent reflecting surface aided multiple access: Capacity region and deployment strategy[C]//2020 IEEE 21st International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC).IEEE,2020b:1-5.
- ZHANG S, ZHANG R. On the capacity of intelligent reflecting surface aided MIMO communication[C]//2020 IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT).IEEE,2020c:2977-2982.
- ZHAO M-M, WU Q, ZHAO M-J, et al. 2020. Intelligent reflecting surface enhanced wireless network: Two-timescale beamforming optimization. IEEE Transactions on Wireless Communications [J].
- ZHENG B, YOU C, ZHANG R 2020a. Intelligent reflecting surface assisted multi-user OFDMA: Channel estimation and training design. IEEE Transactions on Wireless Communications [J], 19: 8315-8329.
- ZHENG B, YOU C, ZHANG R 2020b. Uplink Channel Estimation for Double-IRS Assisted Multi-User MIMO. arXiv preprint arXiv:2010.06155 [J].
- ZHENG B, YOU C, ZHANG R 2021. Double-IRS assisted multi-user MIMO: Cooperative passive beamforming design. IEEE Transactions on Wireless Communications [J].
- ZHENG B, ZHANG R 2019. Intelligent reflecting surface-enhanced OFDM: Channel estimation and reflection optimization. IEEE Wireless Communications Letters [J], 9: 518-522.

致 谢

岁月如水，回眸匆匆，随着论文的写作进入尾声，我的研究生生活也即将落下帷幕。闭眼沉思，在 2018 年的金秋，一位英俊潇洒、浑身充满着朝气的年轻人，带着他的行李以及录取通知书来到这座繁华而又神秘的城市，放眼望去，尽是美好。而这一幕仿佛就发生在昨天。三年的求学生涯，有过失落、有过迷茫，但也有过惊喜、有过希望、更有满满的收获和沉甸甸的回忆。汗撒校园，青春无憾。这一路走来，心中虽有万般不舍，但更多的是感激之情。

首先非常感谢我的导师梁旭文研究员。梁老师的知遇之恩，给了我在中国科学院微小卫星创新研究院学习和生活的机会。在科研工作上，梁老师的悉心指导给了我非常广阔的视野，让我有了明确的规划。在生活中，梁老师经常组织师生聚会，不仅让我结识了优秀的师兄师姐们，感受到师门的温馨，而且让我们在科研工作之余有了更深的交流，增进了师生间的感情。最后再次真诚地感谢梁老师，并祝愿梁老师身体健康、工作顺利。

非常感谢卓辰师兄、贺晓赫师兄、李宗旺师兄三年来给予的悉心指导和无私帮助。在繁忙的工作之余，三位师兄常常不惜牺牲自己的休息时间为我传道授业解惑，并在我的论文撰写以及修改过程中提出了许多非常宝贵的建议，使我受益匪浅，我相信这些收获在我今后无论是工作还是生活中都会起到很大的帮助作用。再次向三位师兄致以最真诚的感谢。

特别感谢我的师兄杜旭博士。在科研工作中，杜师兄学识渊博、慷慨无私，不仅经常和我分享学术界最前沿的思想，而且细心周到、不厌其烦地为我提供最详细的理论指导，无论遇到简单还是复杂的问题。在生活上，杜师兄性格开朗、乐观阳光。每当科研上遇阻时，杜师兄总是耐心开导并助我解压。没有杜师兄，我的科研工作不可能如此地顺利。此次课题研究和论文撰写也得到了杜师兄的鼎力相助。真挚地感谢杜师兄，希望杜师兄科研顺利、论文多多、前程似锦。

感谢李利师姐、侯佳维师姐、付敏师姐、蔚瑞师姐、陈奕帆师兄、邹诚师兄在科研工作上的指导和督促。感谢我的朋友于伟在学习和生活上提供的帮助和指导。感谢我的室友朱磊在生活上给予的帮助和关心。感谢与我共同学习、共同成长、共同进步的小伙伴黄竞择、吴妍君、吴瑞雯、施艳、胥家睿、黄铮、效琦、熊泰然、张舒啸、王泽宇、张晨光，相聚是一种缘分，正是有了你们，才让我的

研究生生涯如此精彩。

感谢中国科学院微小卫星创新研究院的周素华老师、贾冰清老师和陈家铭老师在就业以及其他各项工作中给予的关怀、指导与帮助，我能顺利地毕业，离不开三位老师的支持和付出。

感谢我的父母，正是他们在背后默默地理解我、支持我、为我付出，让我安心并顺利地完成学业。祝愿父母身体健康，万事顺遂。

最后祝愿大家事业顺利，所得皆所期。历尽千帆，归来仍是少年！

2021 年 6 月

作者简历及攻读学位期间发表的学术论文与研究成果

作者简历:

2013 年 8 月——2017 年 6 月, 在东南大学自动化学院获得学士学位。

2018 年 9 月——2021 年 6 月, 在中国科学院微小卫星创新研究院攻读硕士研究生学位。

已发表（或正式接受）的学术论文:

[1]韩博宇, 梁旭文, 谢卓辰, 杜旭, 贺晓赫. 基于协作关系的智能反射面通信增强模型[J]. 激光与光电子学进展. (已录用)

已申请的专利:

谢卓辰, 韩博宇, 梁旭文, 杜旭, 贺晓赫. 一种基于协作关系的智能反射面通信增强方法。

申请号: 202110508035.6