



中山大學
SUN YAT-SEN UNIVERSITY

本科生毕业论文（设计）

题 目: 水下可见光通信系统及其
旋转编码方案研究

院 系: 电子与信息工程学院

专 业: 通信工程

学生姓名: 黄桂勋

学 号: 15349031

指导教师: 张琳 副教授

二〇一九年五月九日

表一 毕业论文开题报告

| |
|---|
| 论文(设计)题目：水下可见光通信系统及其旋转编码方案研究 |
| <p>(简述选题的目的、思路、方法、相关支持条件及进度安排等)</p> <p>选题目的：</p> <p>可见光通信因其宽频带，高速率以及低能耗等特点而在近年来受到了越来越广泛的关注。近年来，关于大气中可见光通信技术的研究已经取得了很大的进展；而对于水下环境而言，原有的水下声波通信传输方案性能受限于有限的带宽、严重的多径时延以及能量损失，其速率只能达到几十到几百 kb 每秒；相比之下，水下可见光在中短距离传输下最高可达到 Gbps 的传输速率，且具有低时延的特点，可以有效地解决水声传输速率的问题。另一方面，水下信道存在严重衰落特性，多天线多进多出技术 (MIMO) 的引入可以在相同的频谱资源下大大提高通信速率，扩大信道容量，并能通过适当的编码或处理方式有效地抵抗信道衰落。本文将对水下可见光通信技术与 MIMO 技术相结合进行研究，提出相关的通信设计。</p> <p>思路：</p> <p>通过调研参考文献，获得水下信道的特性，建立水下信道模型，将水下信道模型的特点与 MIMO 传输方案相结合，设计出相应的调制传输方案，以获得更好的系统性能；</p> <p>方法：</p> <p>利用 MATLAB 等仿真工具进行方案仿真，对不同方案之间的性能进行比较，最后通过实验平台验证方案的传输性能。</p> <p>相关支持条件：</p> <div><div>1) 实验室的可见光通信平台；</div><div>2) 图书馆图书以及丰富的电子资源；</div><div>3) 带有 MATLAB，LABVIEW 仿真软件支持的计算机。</div></div> <p>进度安排：</p> |

第一阶段（2018 年 11 月—2018 年 12 月）：调研参考文献，构建水下信道模型；
第二阶段（2018 年 12 月—2019 年 1 月）：根据水下信道模型设计相应的调制方案，
并将方案在 MATLAB 平台上仿真；
第三阶段（2019 年 1 月—2019 年 2 月）：将设计方案应用在实际平台；
第四阶段（2019 年 2 月—2019 年 3 月）：汇总和整理仿真及实验数据，撰写项目报
告；基于研究成果撰写论文。

学生签字:

年 月 日

指导教师意见:

论文对水下可见光信道特性及旋转编码方案进行了研究，选题具有理论意义和实
际应用价值。

1. 同意开题 (✓) 2. 修改后开题 3. 重新开题

指导教师签名:

年 月 日

表二 毕业论文过程检查记录表

指导教师分阶段检查论文的进展情况（要求过程检查记录不少于 3 次）

第一次检查

学生总结：

在这一阶段，基本完成信道调研工作，主要包括：

- 掌握水下信道的光学属性及光在水下传播的影响因素；
- 完成水下信道模型的仿真；

指导教师意见：

建议熟悉水下可见光通信系统的各功能模块并评估其性能。

第二次检查

学生总结：

- 调研了水下可见光的各种通信方案及基本的仿真过程；
- 在信道模型建立的基础上，完成了水下信道简单的通信仿真：利用 OOK 调制光信号进行通信仿真，并得到 OOK 方案在水下信道的性能。

指导教师意见：

建议将 MIMO 应用于水下可见光通信系统，并分析其性能。

第三次检查

学生总结：

- 实现了文献中水下可见光 MIMO 空间分集方案的复现仿真，并完成了其理论误码率分析；
- 参考室内可见光的几种 MIMO 通信方案，对 MIMO 的空间复用和空间调制方案进行仿真，得到了这些方案在水下的性能。

指导教师意见：

建议对不同方案的性能进行比对，并撰写论文。

第四次检查

学生总结:

- 根据空间复用方案展开设计, 引入基于 SVD 的算法的方案, 并进行了仿真, 与其他方案进行了对比;
- 在方案仿真的同时, 开始论文的写作。

指导教师意见:

完善论文撰写, 定稿。

学生签名:

年 月 日

指导教师签名:

年 月 日

总体完成情况

指导教师意见:

该生按预定计划完成了文献调研、方案设计与性能分析, 完成情况优。

1、按计划完成, 完成情况优: ()

2、按计划完成, 完成情况良: (✓)

3、基本按计划完成, 完成情况合格: ()

4、完成情况不合格: ()

指导教师签名:

日期:

表三 毕业论文（设计）答辩情况登记表

| | | | |
|----------|---------------------|----|------|
| 答辩人 | 黄桂勋 | 专业 | 通信工程 |
| 论文(设计)题目 | 水下可见光通信系统及其旋转编码方案研究 | | |
| 答辩小组成员 | | | |

答辩记录:

记录人签名: 年 月 日

学术诚信声明

本人所呈交的毕业论文，是在导师的指导下，独立进行研究工作所取得的成果，所有数据、图片资料均真实可靠。除文中已经注明引用的内容外，本论文不包含任何其他人或集体已经发表或撰写过的作品或成果。对本论文的研究作出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确的方式标明。本毕业论文的知识产权归属于培养单位。本人完全意识到本声明的法律结果由本人承担。

本人签名：

日期：

论文题目：水下可见光通信系统及其旋转编码方案研究

专 业：通信工程

学生姓名：黄桂勋

学 号：15349031

指导教师：张琳 副教授

摘要

近年来，多输入多输出 (Multiple Input Multiple Output, MIMO) 通信技术因为其空间复用和空间分集的优势在室内可见光通信中得到了广泛应用，而随着人类水下活动的逐渐扩大，关于水下可见光 MIMO 通信技术的研究也引起了越来越广泛的关注。

在水下 MIMO 光通信系统中，由于水下信道的吸收和散射作用，光线在水下的传播面临严重的衰减。除此之外，由水下湍流效应引起的信道衰落对水下通信系统的性能造成极大的损失。为此，本文将基于光传输特性，对水下通信系统特性进行研究，建立水下信道模型。在此基础上，本文研究并提出了提高 MIMO 系统可靠性能的旋转编码传输方案。

具体而言，基于 MIMO 的空间复用 (Spatial Multiplexing, SMP) 方案，本文研究了应用奇异值分解 (Singular Value Decomposition, SVD) 的 2×2 收发并行通信系统，并设计了旋转编码方案。SVD 算法将 MIMO 信道转化成简单的并行信道，可以有效地去除其他信号的干扰，而结合 SVD 的旋转编码通过调整发射星座图的方向而获得更大的信道增益，可提高系统在湍流衰落信道下的可靠性能。仿真结果表明，本文提出的方案比普通的 MIMO 空间复用方案 (SMP) 和 SVD 方案在水下环境具有更好的可靠性能。

[关键词] 水下可见光；多输入多输出；水下信道；奇异值分解；旋转编码

Title: Research on Underwater Visible Light Communication System and its Rotation Coding Scheme
Major: Communication Engineering
Name: Guixun Huang
Student ID: 15349031
Supervisor: Prof. Lin Zhang

Abstract

In recent years, multiple input multiple output (MIMO) communication technology has been widely used in indoor visible light communications thanks to the performance gain brought by the spatial multiplexing and the spatial diversity. With the expansion of human underwater activities, research on underwater visible light communication system combining MIMO technique has also attracted more and more attentions.

Due to the absorption and scattering effects of underwater channel, the propagation of light beam in the water undergoes severe attenuation. In addition, the system suffers great performance degradation from the channel fading induced by the underwater turbulence. In this thesis, we will study the characteristics of the underwater channel based on the optical transmission characteristics, and establish the underwater channel model. Then we present a rotation coding transmission scheme to improve the reliability of the MIMO system.

Specifically, based on the MIMO spatial multiplexing (SMP) scheme, we firstly investigate a 2×2 parallel communication system which uses the singular value decomposition (SVD) algorithm, then we propose a rotation coding scheme to enhance the reliability performances. To be more explicit, the SVD algorithm converts the MIMO channel into a simple parallel channel, which can effectively remove the interference from other signals. Moreover, the rotation coding combined with the SVD can achieve larger channel gain by adjusting the direction of the transmitting constellation, which can improve the reliability of the system over the fading channel with turbulence. Simulation results show that the proposed scheme achieves better reliability performances than the spatial multiplexing scheme and SVD aided system in the scenario wherein the underwater turbulence is existent.

[Keywords] underwater visible light communication (UWVLC), multiple input multiple output (MIMO), underwater channel, singular value decomposition (SVD), rotation coding

目录

| | | |
|-------|-------------------|----|
| 第 1 章 | 引言 | 1 |
| 1.1 | 选题背景与意义 | 1 |
| 1.2 | 国内外研究现状和相关工作 | 2 |
| 1.3 | 本文的研究内容与主要工作 | 4 |
| 1.4 | 本文的论文结构与章节安排 | 4 |
| 第 2 章 | 水下光信道模型 | 5 |
| 2.1 | 水下光学模型 | 5 |
| 2.2 | 水下湍流影响 | 9 |
| 2.3 | 噪声分析 | 11 |
| 2.4 | 本章小结 | 11 |
| 第 3 章 | 水下可见光 MIMO 通信系统 | 13 |
| 3.1 | 水下 MIMO 通信系统模型 | 13 |
| 3.2 | MIMO 空间复用方案 | 14 |
| 3.3 | 理论误码率分析 | 15 |
| 3.4 | 本章小结 | 16 |
| 第 4 章 | 旋转编码 MIMO 传输技术 | 17 |
| 4.1 | SVD 及其在 MIMO 中的应用 | 17 |
| 4.2 | 旋转编码方案 | 18 |
| 4.3 | 理论误码率分析 | 20 |
| 4.4 | 本章小结 | 22 |
| 第 5 章 | 仿真结果及分析 | 23 |
| 5.1 | 不同湍流强度下的性能对比 | 24 |
| 5.2 | 不同方案性能分析与比较 | 24 |
| 5.3 | 理论性能分析与验证 | 26 |
| 5.4 | 本章小结 | 27 |
| 第 6 章 | 总结与展望 | 29 |
| 6.1 | 全文总结 | 29 |

| | |
|-------------------------|----|
| 6.2 展望 | 29 |
| 参考文献 | 31 |
| 致谢 | 35 |
| 附录 A 文中相关算法计算 | 37 |
| 附 A.1 最优角度的计算 | 37 |

第1章 引言

近年来,海洋资源的勘测与开发受到了越来越广泛的关注。伴随着人类水下活动的不断扩大,高速并且稳定的水下通信技术成为了水下信息传输的关键。可以说,发展先进的水下通信技术将会对未来海洋资源的管理和开发产生深远的影响。

1.1 选题背景与意义

近几十年来,随着无线通信技术的应用日益广泛,水下通信技术也逐渐成熟,这一发展使得人类对于水下资源的勘测范围不断扩大,越来越多的水下作业得以开展。传统的水下传输方案多为水声通信,其原理在于将携带信息的电信号转化为声波信号,在水介质中进行传播,并在接收端将声波信号转换为电信号解调信息。水声通信的优点在于传输距离远,通信范围可达到几十甚至几百公里,但同时水声通信的传输带宽很低,传输速率只有几十 kb 每秒,且易受到水体性质变化的影响而存在严重的衰落现象。面对日益提高的传输速率需求,例如水下图像、视频的传输,传感器探测数据的实时更新,这些应用往往需要更高速率的支持,而现行的水声通信并不能达到需求,促进了人们对水下通信新技术的研究。

射频 (Radio Frequency, RF) 通信技术在陆地上已经发展得相当成熟,该技术将电流信号调制到高频载波信号中经天线发射出去,并通过接收天线将射频信号接收还原为电信号,完成信息的恢复。射频信号的工作频段在几十到几百兆赫兹,需要授权使用。尽管射频技术可达到高速率的要求,但在水下通信范围内,水体对射频信号的吸收作用与射频信号频率成正比,因此射频信号在水下受到极其严重的衰减。此外,水下射频技术需要复杂的天线结构,工程复杂度大大提高。所以,水下可见光通信技术已成为未来水下通信的一种可选方案。一方面,相比于水声通信,可见光通信享有几十到一百兆带宽,最大可提供 Gbps 级别的通信速率;另一方面,水体对可见光的吸收能力存在窗口特性,蓝绿光在水下的传播损耗较小,而且可见光的频段范围大约在 390THz~860THz 之间,与传统的射频通信频段错开,可以缓解射频通信频段资源的紧张。

但是,将可见光技术引入水下通信的难点在于对水下光学特性的有限认知,所以水下可见光技术的发展落后于室内可见光技术的发展。近年来水下可见光的发展得益于以下两个方面:一是可见光在水体中的损耗窗口的发现,Duntley 的研究^[1]指出海水对于波长在 450nm~550nm (蓝绿光) 这一范围内的可见光的吸收损耗相对较小,而这一

发现后来被 Gilbert 的实验证实^[2]。二是人们对水下光学性质的研究逐渐成熟，水下光通信建立在水下信道特性的基础上，水体光学属性的研究使得水下光信道的建模逐渐完善，近年来对于水下可见光信道的仿真已经有了很大的发展。

综上所述，表 1-1 对水声通信、射频通信与水下可见光通信三种方案的的性能进行了比较，从中可以看到：相比于水声通信，可见光通信拥有更高的带宽及数据传输速率；而相比于射频通信，水下可见光通信具有更小的天线及更远的通信距离。

表 1-1 三种水下通信方案的比较^[3]

| 参数 | 水声通信 | 射频通信 | 可见光通信 |
|------|------------------|-----------------------------|-----------------------------|
| 传播速度 | 1500m/s | $\approx 2.224 \times 10^8$ | $\approx 2.224 \times 10^8$ |
| 数据率 | ~kbps | ~Mbps | ~Gbps |
| 带宽 | 1-100kHz | ~MHz | 10-150MHz |
| 频段 | 10 - 15kHz | 30 - 300Hz 或 MHz 级别 | $10^{12} - 10^{15}$ Hz |
| 时延 | 高 | 中 | 低 |
| 通信距离 | ≈ 1000 m | ≈ 10 m | $\approx 10 - 100$ m |
| 天线大小 | 0.1m | 0.5m | 0.1m |

然而，尽管现在人们对于水下信道模型已经相对熟悉^[4-8]，但在可见光收发器的具体设计，对于传输方案的选择以及信道衰落的对抗等方向仍然有很多难题需要克服。传统的射频通信技术虽不能直接用于水下可见光领域，但可以提供设计准则或方案参考。

光在水下信道的传播存在严重的散射现象，而且在湍流环境下的信号存在严重的信道衰落，为了提高通信系统的可靠性，研究有效的方案来对抗信道衰落是很有必要的。此外，多输入多输出 (Multiple Input Multiple Output, MIMO) 技术的引入能借助于空间分集和空分复用，大大地提高系统传输速率、传输可靠性及频谱利用率，通过分集技术有效地克服信道的衰落现象。

本文在研究水下信道模型的基础上，通过设计 MIMO 系统下的编码技术，提高水下通信系统的可靠性能，具有理论意义和应用价值。

1.2 国内外研究现状和相关工作

水下可见光通信的研究应用与发展相对缓慢，并且起初关于水下可见光通信的研究主要集中于理论分析。在 1976 年，S.Karp 等人通过仿真的方法分析了水下终端与水上卫星之间进行可见光通信的可行性^[9]。1977 年，来自美国加州大学 Lawrence Livemore 实验室的研究人员提出了一个从海岸到水下潜艇的单向可见光通信系统方案^[10]。该方案利用蓝绿色激光产生光源信号，通过陆地上可移动的发射机将激光发射到水下的潜艇接收机完成通信，该研究给出了系统的性能分析。而后，在九十年代初，美国海军部

进行了从飞机到潜艇光通信的相关研究。1995 年, J.W.Bales 等人提出了将发光二极管 (Light Emitting Diode, LED) 作为发射光源进行水下可见光通信的方案, 并给出了该通信系统在距离 20m 的通信范围以 10Mbps 速率传输的性能结果^[11]。随后, 有人在 2005 年对这项工作又进行了拓展, 在原来的方案基础上分析了多种通信距离与传输速率组合下的性能。

在二十一世纪, 水下可见光技术逐步进入实验与应用阶段。2006 年, 基于全方位 LED 的水下可见光通信链路在海底进行勘测测试^[12]。在 2008 年, F.Hanson 等在实验室环境下实现了基于激光光源的水下通信系统, 通信速率达到了 1Gbps, 通信范围超过 2m^[13]。其后, 越来越多基于激光或者 LED 的水下可见光通信实验和测试得以开展, 这些实验所达到的通信速率也越来越高, 通信距离最高可达到数百米。对于水下信道的研究, 在 1999 年, Haltrin 提出了用一个变量因子 (叶绿素的浓度) 来表示海水的吸收、散射系数, 并将得到的系数模型与已有的实测数据进行对比^[14], 结果证明该模型有较高的准确度。2011 年, C.Gabriel 通过蒙特卡洛法仿真了水下信道的路径损耗以及不同水质下的信道响应^[4]。在国内, S.Tang 在 2014 年提出了用 Double-Gamma 函数来拟合水下的信道响应的方案, 并得到了水下信道响应的闭式表达式, 其拟合函数的系数来自于蒙特卡洛的仿真结果^[15]。此外, H.Zhang 在 14 年及之后的研究中提出用随机模型来表征水下信道的传播特性, 分别得到了一次及多次水体散射下的闭式信道响应模型^[16]。

至于可见光与 MIMO 技术结合的研究现状, T.Fath 在 2013 年对室内可见光 MIMO 模型进行了仿真分析, 比较了重复编码, 空间调制与空间复用这三种编码方式的系统性能。其仿真结果证明了 MIMO 空间复用方案和空间调制方案在室内光信道下的优越性, 并展示了信道相关性对系统性能的影响^[17]。Y.Dong 则在 2016 年仿真了水下信道多输入单输出 (Multiple Input Single Output, MISO) 检测方案的性能^[18]。2017 年, M.V.Jamali 等人通过仿真分析了水下湍流环境中利用 MIMO 发重复编码的性能, 并利用 Guassian-Hermite Quadrature 公式近似计算对数正态分布下的理论误码率。其仿真结果证明了理论分析的准确性, 同时也说明了 MIMO 可有效地抵抗信道湍流的衰落影响, 增大通信距离^[19]。

当前对于水下可见光的研究已经有了不少的成果, 许多文献中关于信道的建模, 基于水下信道模型的通信方案, 以及收发机的设计等等都可供我们参考, 并且市面上也出现了少数利用可见光通信的产品。

然而, 水下信道传输环境复杂, 已有的 MIMO 传输方案仍难以实现信息的可靠传输。为此, 本文将对水下信道及 MIMO 传输方案进行研究, 以提高信息传输的可靠性和有效性。

1.3 本文的研究内容与主要工作

针对水下信道对信号的强衰减作用及湍流效应对通信系统性能造成的损失, 本文依次对水下信道的特性和水下 MIMO 空间复用传输方案 (Spatial Multiplexing, SMP) 进行了研究, 提出基于奇异值分解 (Singular Value Decomposition, SVD) 算法的旋转编码方案。具体研究内容包括:

- 1) 对水下光信道的吸收散射特性、湍流影响以及信道的建模方法进行了研究, 实现了水下信道损耗模型的仿真;
- 2) 对水下可见光通信 MIMO 系统进行了研究, 针对 MIMO 空间复用方案在水下的应用进行了理论性能的分析;
- 3) 基于 SVD 在 MIMO 通信中的应用提出了旋转编码方案, 推导了基于 SVD 的 MIMO 传输方案的理论误码性能, 并通过仿真分析旋转编码方案的可靠性能。

1.4 本文的论文结构与章节安排

本文共分为六章, 各章节内容安排如下:

第一章: 简单介绍了水下可见光通信的发展背景及发展现状, 阐述了水下通信的技术难点以及当前研究的进展, 并给出了本文的主要研究内容。

第二章: 介绍系统的通信模型。我们首先从水下光学角度分析基本的信道模型, 给出蒙特卡洛法仿真信道的仿真方法与结果; 然后对湍流环境下的信道模型进行描述, 结合 MIMO 场景分析水下信道的衰落分布; 最后分析了水下可见光接收端的噪声。

第三章: 介绍 MIMO 系统模型, 并在此基础上介绍了 MIMO 空间复用方案, 分析了该方案的理论误码率性能。

第四章: 提出了基于 SVD 所作的旋转编码设计方案, 该方案在发送端将原始发射星座图进行旋转操作, 并利用 SVD 传输原理将 MIMO 信道等效为并行信道, 能在接收端获得更大的信道增益。本章还进行了系统理论误码性能的推导。

第五章: 本章给出了空间复用方案与旋转编码方案在 20 米海岸海水湍流环境下的通信仿真与分析, 并通过仿真结果与理论误码率的对比验证了仿真方案的正确性。

第六章: 概括总结了全文的各章节内容以及本文的研究内容, 并对研究内容的缺陷进行了分析。

第2章 水下光信道模型

水下可见光通信技术将可见光的使用场景从陆地移植到水下，在水下无线光通信中，水下信道的特性可以用吸收、散射效应以及湍流的影响来表征。本章将描述水下光信道的特性及其信道模型，通过蒙特卡洛法对信道进行仿真。

2.1 水下光学模型

水下光学属性包括光学固有属性 (Inherent Optical Property, IOP) 和光学表观属性 (Apparent Optical Property, AOP)，前者主要包括水体对光的吸收及散射特性，后者与光线的向上与向下辐射度相关，依赖于介质和环境光场的方向结构。为了对水下光线的传播特性构建模型，以下我们将首先介绍水下光学的固有属性，更进一步，我们将对水下信道的特性进行仿真。

2.1.1 光学固有属性

海水是纯净水与多种无机盐，非溶解颗粒以及矿物质的混合物，当一束光穿过水分子或者其它颗粒介质时，会产生吸收与散射效应，其中一部分光线会被吸收，另一部分发生散射，而余下的部分按照原来的路径继续传播。光线传播的几何模型如下：

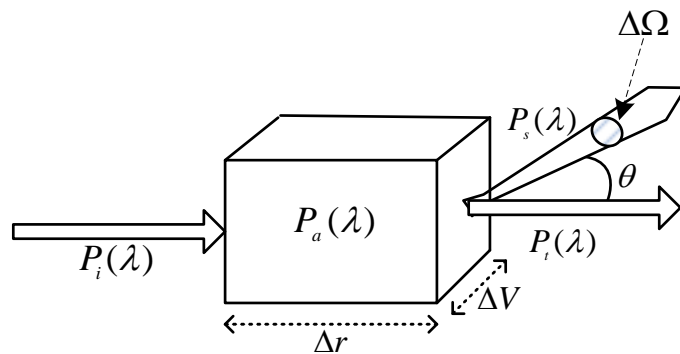


图 2-1 光束传播几何模型

在图2-1中，光线与水分子或颗粒作用后，其入射功率 $P_i(\lambda)$ 等效为被吸收功率 $P_a(\lambda)$ ，散射功率 $P_s(\lambda)$ 以及传播功率 $P_t(\lambda)$ 的总和，如式(2.1)所示。因为水分子或介质对光的吸收与散射能力与光的波长相关，所以式子中各功率值都以波长 λ 为参数，随着光波

波长变化而有所不同。

$$P_i(\lambda) = P_a(\lambda) + P_s(\lambda) + P_t(\lambda) \quad (2.1)$$

设 $A(\lambda)$ 和 $B(\lambda)$ 为吸收功率和散射功率关于入射功率的占比，有：

$$A(\lambda) = \frac{P_a(\lambda)}{P_i(\lambda)}, B(\lambda) = \frac{P_s(\lambda)}{P_i(\lambda)} \quad (2.2)$$

根据定义^[20]，水体对于特定波长光线的吸收系数 $a(\lambda)$ 和散射系数 $b(\lambda)$ 分别为透过介质的厚度 (Δr) 趋近无穷小时的 $A(\lambda)$ 和 $B(\lambda)$ 的值，即

$$a(\lambda) = \lim_{\Delta r \rightarrow 0} \frac{\Delta A(\lambda)}{\Delta r} \quad (2.3)$$

$$b(\lambda) = \lim_{\Delta r \rightarrow 0} \frac{\Delta B(\lambda)}{\Delta r} \quad (2.4)$$

光线强度的衰减主要来源于水的吸收和散射作用，所以可知光在水下传播总的衰减系数 $c(\lambda)$ 为吸收系数和散射系数之和，如式子(2.5)所示。衰减系数表征了水下光线传播的整体衰减作用，在引言中已经指出蓝绿光在海水中的损耗较小，本质原因在于海水对蓝绿光的吸收系数在可见光范围内是最小的。

$$c(\lambda) = a(\lambda) + b(\lambda) \quad (2.5)$$

水体对光线的衰减系数除了受到光波长影响之外，还与水体的性质有关。海水中的溶解有机物、浮游生物(叶绿素物质)及其它有机颗粒等等都会对水质的吸收与散射作用产生影响。表2-1中给出了几种典型的水质中的吸收、散射及衰减系数值, 其中的参数 C 表示水体中的叶绿素浓度。

表 2-1 不同水质下的衰减系数对比^[4]

| 水质类型 | $C(mg/m^3)$ | $a(m^{-1})$ | $b(m^{-1})$ | $c(m^{-1})$ |
|------|-------------|-------------|-------------|-------------|
| 纯净海水 | 0.005 | 0.053 | 0.003 | 0.056 |
| 清澈海水 | 0.31 | 0.069 | 0.08 | 0.15 |
| 海岸海水 | 0.83 | 0.088 | 0.216 | 0.305 |
| 港口海水 | 5.9 | 0.295 | 1.875 | 2.17 |

上文分析了水下的衰减情况，为准确地描述光在水下的传播，接下来说明水下散射的几何模型。如图2-1所示, 光线与分子颗粒作用的过程中发生散射, θ 角为光线的散射角度, $\Delta\Omega$ 为光线在散射角度处的立体角, 我们用体积散射函数 (Volume Scattering Function,

VSF) 来表示单位体积内散射光在 θ 角处以 $\Delta\Omega$ 为立体角的功率, 标记为 $\beta(\theta, \lambda)$:

$$\beta(\theta, \lambda) = \lim_{\Delta r \rightarrow 0} \lim_{\Delta \Omega \rightarrow 0} \frac{\Delta B(\theta, \lambda)}{\Delta r \Delta \Omega} \quad (2.6)$$

结合式(2.4)和(2.6), 将体积散射函数分别对 Ω 和 θ 进行积分即可得到散射系数:

$$b(\lambda) = 2\pi \int_0^\pi \beta(\theta, \lambda) \sin \theta d\theta \quad (2.7)$$

另外, 为获得光线与颗粒碰撞后的散射角角度分布, 将体积散射函数归一化, 得到散射相位函数 (Scattering Phase Function, SPF) $\tilde{\beta}(\theta)$ 。由此, 在信道模型仿真中光子的散射角度可以通过该角度概率分布生成。

$$\tilde{\beta}(\theta) = \frac{\beta(\lambda, \theta)}{b(\lambda)} \quad (2.8)$$

$$1 = 2\pi \int_0^\pi \tilde{\beta} \sin \theta d\theta \quad (2.9)$$

散射相位函数通常可以用 Henyey-Greenstein(HG) 模型^[21] 来表示, 如式(2.10), 其中的参数 g 为散射角余弦值的平均值, 在平行光源的情况下可取值 0.924。但 HG 模型在小角度 ($\theta < 20^\circ$) 和大角度 ($\theta > 130^\circ$) 情况下并不准确, 2002 年 Haltrin 提出修正的 HG 函数 (TTHG)^[22] 来弥补上述不足, 所得结果也更符合散射相位函数的实测数据。

$$\tilde{\beta}(\theta) = P_{HG}(\theta, g) = \frac{1 - g^2}{4\pi(1 + g^2 - 2g \cos \theta)^{\frac{3}{2}}} \quad (2.10)$$

综上, 光线在水下的传播可表示为: 光子在水下传播一段距离, 与水中分子或颗粒发生作用后部分能量被吸收 (用吸收系数表征), 同时传播方向发生改变 (散射方向由散射相位函数表征), 又继续进行下一次的传播, 以此步骤反复向前直到能量损耗结束。

2.1.2 水下信道仿真

若将水下光线的传播理想为单径直传, 那么水下信道的衰减模型可用朗伯定律 (Lambert's law) 简单地表示,

$$L(\lambda, z) = L_0 \cdot \exp(-c(\lambda)z) \quad (2.11)$$

式中： $L(\lambda, z)$ 为接收光强， z 为传播距离， L_0 为起始的光照强度， $c(\lambda)$ 为衰减系数。但这个模型并不能反映出光在水下传播的多径效应，而且排除了接收端对于散射光子的回收情况（光子经过多次散射仍有可能到达接收机），所以该模型并不能准确表示水下信道特征。

蒙特卡洛法是一种常用的数值计算方法，其通过概率统计的原理或方法进行仿真而获得问题的近似解决^[23]。用蒙特卡洛法仿真水下光信道的特性，我们假设光束中的每一个光子是独立运动的，通过仿真大量光子的行进轨迹以及损耗情况，便可得到光束在水下传播的统计特性。蒙特卡洛法仿真水下信道模型的具体流程如下^{[24][25]}：

- 1) 初始化光源分布与光子总数，根据光源不同（激光光源、LED 光源）生成相应的光子分布，每个光子初始化质量（强度）为 1，设置收发端距离及接收机参数；
- 2) 计算光子的运动步长： $\delta = -\log(\chi_\delta)/c$ ，其中 $\chi_\delta \in [0, 1]$ ，并且服从均匀分布；
- 3) 光子在传播步长长度之后，与颗粒发生碰撞，产生吸收与散射作用。光子质量变化满足： $W_{post} = W_{pre}(1 - a/c)$ ，其中 W_{post} 为发生碰撞之后的质量， W_{pre} 为发生碰撞之前的质量；
- 4) 除了质量衰减，光子还将发生散射，传播方向发生变化，其散射角度 θ 满足式 (2.10) 所示的函数分布；同时，方位角 ψ 满足 $[0, \pi]$ 内均匀分布，散射过程如图 2-2 所示；
- 5) 重复 2-4 步骤，直到发生以下两种情况之一：
 - 光子的质量小于一个门限值（如 $1e^{-4}$ ），此时可认为光子已经可以忽略；
 - 光子到达接收机，如光子坐标在接收机光圈范围内，则认为有效接收，否则视为无效光子。
- 6) 统计接收端的有效光子，通过光子的质量统计可以获得信道的衰落因子。同时可以计算光子的到达时间得到信道的冲激响应。

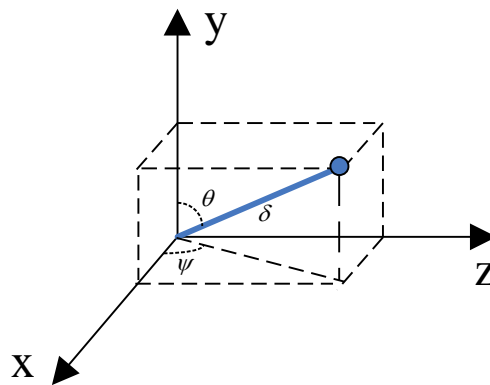


图 2-2 光子传播路径示意图

水下信道的冲激响应与水质类别、传输距离、光电二极管接收机的光圈大小以及视场 (Field of View, FOV) 有关, 通过蒙特卡洛法可以得到不同参数下水下信道的损耗模型和信道响应。以下给出了蒙特卡洛法仿真信道的两个仿真结果, 其中图2-3给出了光在不同水质及不同传播距离下的损耗对比, 而图2-4则给出了港口海水环境下通信距离10m, 不同 FOV 场景下的信道响应曲线。

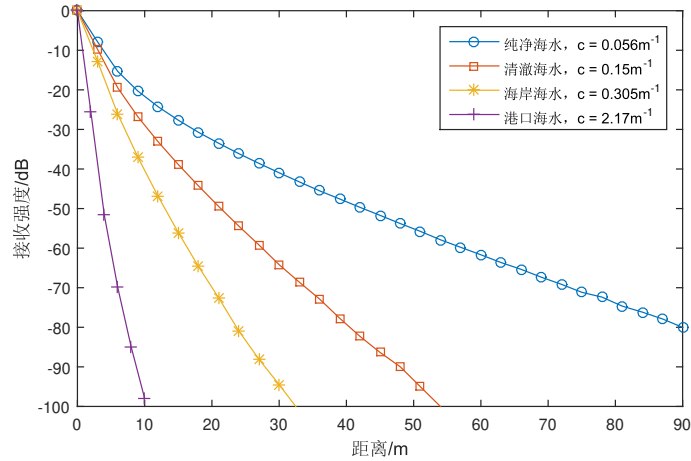


图 2-3 不同水质路径损耗对比

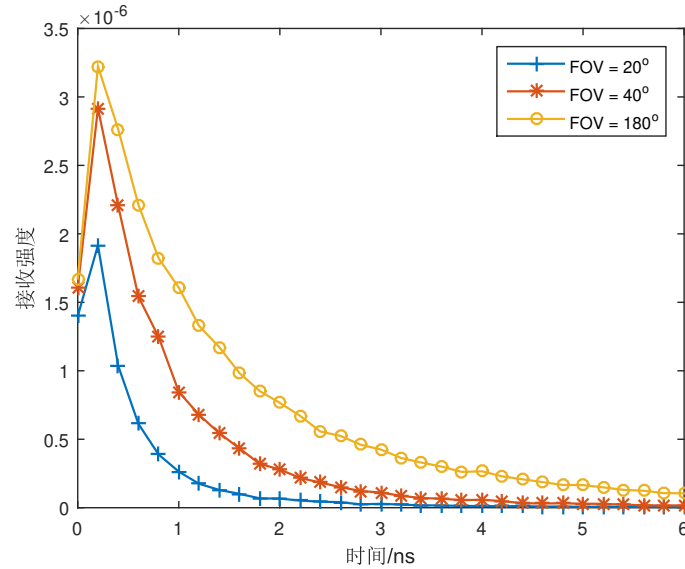


图 2-4 不同 FOV 下港口海水的信道冲击响应

2.2 水下湍流影响

除了吸收和散射作用, 湍流影响是水下信道的另一重要特征。由于水中不同位置温度或盐分的差异, 造成了水中不同位置对光的折射率的不同, 湍流作用正是光在传播路

径中折射率的随机变化引起的。在水下环境，湍流效应引起接收光强不同程度的衰减，所以湍流的存在常常会造成光通信系统严重的性能损失。

2.2.1 湍流特性

由于水下环境的复杂，众多文献中并没有特定的模型来表征湍流的特性。对于湍流作用下接收端接收的光强分布，目前常用的几个模型有 (i) 对数正态分布模型 (Log-normal distribution model); (ii) K 分布模型 (K-distribution model); (iii) 负指数分布模型 (Negative exponential distribution model); (iv) Gamma-Gamma 模型。其中，对数正态分布模型主要应用于弱湍流情景下 ($\sigma_I^2 \leq 1$, σ_I^2 为光的闪烁指数)，而第二第三个模型应用于强湍流环境中 ($\sigma_I^2 \geq 1$)^[26]。出于对数正态分布模型的简单性，这个模型被应用于许多水下信道的研究与仿真，所以本文也将采用这个模型来表征信道的湍流效应。

对数正态分布表达式如下：

$$f_\alpha(\alpha) = \frac{1}{\alpha \sqrt{2\pi\sigma_X^2}} \exp\left(-\frac{(\ln(\alpha) - \mu_X)^2}{2\sigma_X^2}\right) \quad (2.12)$$

定义 $\alpha = \exp(X)$ ，式子中 σ_X^2 和 μ_X 分别为 $\ln(\alpha)$ 的方差与均值。湍流的影响可以表征为光信号经过信道后幅值乘上一个乘性衰落因子 α^2 。为保证这个衰落不改变原来信号的平均功率，将该衰落因子归一化，即 $\mathbb{E}[\alpha^2] = 1$ ，可得到 $\mu_X = -\sigma_X^2$ ^[27]。另外，对于水下湍流，式中的方差 σ_X^2 可由水下光的闪烁指数 (Scintillation Index, SI) σ_I^2 计算^[28]：

$$\sigma_I^2 = \exp(4\sigma_X^2) - 1 \quad (2.13)$$

而在弱湍流情形下，闪烁指数 σ_I^2 可由下式求出^[29]：

$$\sigma_I^2 = 8\pi^2 k_0^2 d_0 \int_0^1 \int_0^\infty \kappa \Phi_n(\kappa) \times \{1 - \cos[\frac{d_0 \kappa^2}{k_0} \xi (1 - (1 - \Theta)\xi)]\} d\kappa d\xi \quad (2.14)$$

其中， $k_0 = 2\pi/\lambda$ 为光波的波数， d_0 和 κ 分别为通信距离以及标量空间频率。对于平面波和球面波， Θ 分别取值为 1 和 0。而 Φ_n 则是湍流波动下的功率谱密度^[29]，与海水的温度和盐度相关。

2.2.2 MIMO 系统信道衰落

MIMO 系统模型下, 我们用 \mathbf{H} 表示不同收发机组成的信道衰落矩阵, h_{ij} 为矩阵第 i 行第 j 列的元素, 表示由发射机 j 到接收机 i 的信道衰落因子。水下信道的总体衰落可以表示为吸收散射作用与湍流效应的综合:

$$h_{ij} = h_{0,ij} \cdot \tilde{h}_{ij} \quad (2.15)$$

式中: $h_{0,ij}$ 为仅考虑水体的吸收散射作用下所造成的信道衰落, 其值可通过蒙特卡洛法仿真得到。 \tilde{h}_{ij} 表示为接收机 i 与发送机 j 之间由于湍流效应所引起的衰落因子, 即 $\tilde{h}_{ij} = \alpha_{ij}^2$, 其中变量 α_{ij} 服从对数正态分布, 如式(2.12)所示。令 $\mu_{X_{ij}}$ 与 $\sigma_{X_{ij}}^2$ 分别为 $\ln(\alpha_{ij})$ 的均值和方差, 则由式(2.12)可得 \tilde{h}_{ij} 的概率分布为:

$$f(\tilde{h}_{ij}) = \frac{1}{2\tilde{h}_{ij} \sqrt{2\pi\sigma_{X_{ij}}^2}} \exp\left(-\frac{(\ln(\tilde{h}_{ij}) - 2\mu_{X_{ij}})^2}{8\sigma_{X_{ij}}^2}\right) \quad (2.16)$$

2.3 噪声分析

水下信道中的各种噪声会对接收的光信号造成干扰, 这些噪声包括背景噪声 (Background noise)、暗电流噪声 (Dark current noise)、热噪声 (Thermal noise) 以及散粒噪声 (Shot noise)。前三类噪声是信号独立噪声, 散粒噪声的大小则与信号功率相关, 而且在这些噪声中热噪声占主导作用^[30]。其中, 背景噪声主要来源于背景环境光, 而暗电流噪声和热噪声都由接收端的硬件属性 (暗电流以及电子的布朗运动) 引起, 至于散粒噪声则和接收信号是同时存在的。接收端信号的噪声为以上噪声的总和, 并且仍然满足高斯分布。定义背景噪声功率为 σ_{BG}^2 , 暗电流噪声功率为 σ_{DC}^2 , 热噪声及散粒噪声分别为 σ_{TH}^2 与 σ_s^2 , 则总的噪声功率为

$$\sigma^2 = \sigma_{BG}^2 + \sigma_{DC}^2 + \sigma_{TH}^2 + \sigma_s^2 \quad (2.17)$$

2.4 本章小结

本章主要介绍了水下信道的吸收散射模型及蒙特卡洛的仿真方法, 并给出了湍流影响下的信道衰落分析, 完成了信道的建模, 为后续章节传输方案的性能分析奠定了基础。

第3章 水下可见光 MIMO 通信系统

基于上一章提出的水下信道模型，这一章将给出水下可见光 MIMO 系统的通信模型，并简单介绍 MIMO 系统的空间复用方案。此外，MIMO 空间复用方案的误码性能将在本章的第三部分给出。

3.1 水下 MIMO 通信系统模型

在发射功率和系统带宽一定的情况下，使用 MIMO 技术可以增加无线通信系统的信道容量。而且，利用 MIMO 的空间分集特性可以抵抗信道的衰落现象，提高系统的可靠性^[23]。对于水下 MIMO 可见光系统，假设有 N_t 个发射机 (LED)， N_r 个接收光电二极管 (Avalanche Photodiode, APD)，其传输示意图如图 3-1 所示。图中，系统的每个发射 LED 采用强度调制 (Intensity modulation, IM) 的方式对光源进行调制，相应地，每个接收机 APD 对接收的光强进行直接检测 (Direct detection, DD)，将光强信息转化为电流信息。而对于每个接收机而言，其接收的光强为各个 LED 发射信号经过信道后的叠加，并同时受到环境光等噪声的干扰。由此，系统传输模型可表示为：

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (3.1)$$

其中， $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^{N_r \times 1}$ 为接收端接收的信号实向量， $\mathbf{H} \in \mathbb{R}^{N_r \times N_t}$ 是符合对数正态分布的信道衰落矩阵，由式(2.15)描述， $\mathbf{s} \in \mathbb{R}_+^{N_t \times 1}$ 是经过强度调制的发射信号，对于光信号而言其信号幅值都为非负实数。 $\mathbf{n} \in \mathbb{R}^{N_r \times 1}$ 是高斯实噪声向量，其均值和方差满足 $\mathbf{n} \sim \mathcal{N}(\mathbf{0}, \sigma^2 \mathbf{I})$ ， σ^2 为噪声方差，如式 (2.17)所示。

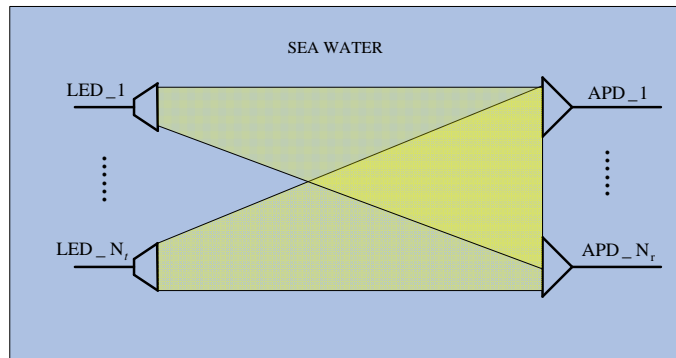


图 3-1 水下可见光通信 MIMO 示意图

有文献^[4]指出在中短距离(一百米以内)的通信范围内,纯净海水,清澈海水以及海岸海水环境下的信道时间色散(最大时延 τ)分别为0.18ns, 0.35ns, 0.38ns,即对于1Gbps级别以下的传输速率我们都可以忽略多径效应以及符号间串扰(Inter-Symbol Interference, ISI),所以本文仿真MIMO的信道衰落时只考虑每一个路径的路径损耗而不考虑其多径效应。另一方面,有实验结果显示在湍流环境下信道的相关时间大约为 10^{-3}s 至 10^{-2}s ^[5],即湍流环境下的信道可看成是慢衰落信道。有了上述的说明,下面来介绍MIMO系统通信方案。

3.2 MIMO 空间复用方案

MIMO 空间复用(SMP)方案利用每个发射机发送不同的数据以提高系统的频谱效率,其传输方案示意图如图3-2所示。图中,比特流经过PAM(Pulse Amplitude Modulation)映射模块映射为相应的发射符号 $s_0, s_1 \dots s_{N_t-1} \in \mathbb{S}$, \mathbb{S} 为PAM星座图,即 $\mathbb{S} = \{1, 3 \dots 2M-1\}$ 。各发射符号构成的发射向量 $\mathbf{s} \in \mathbb{S}^{N_t \times 1}$ 经过信道之后,接收向量 $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^{N_r \times 1}$ 可由式(3.1)表示。因为SMP方案每个发射机可分别发送不同的数据,其提供的频谱效率为 $N_t \log_2(M) \text{bit/s/Hz}$,其中 M 为单边PAM星座图 \mathbb{S} 的大小。

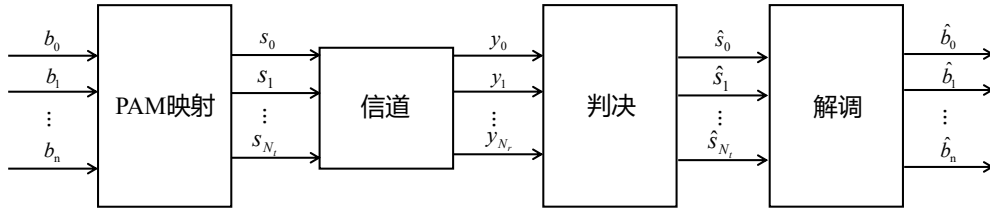


图 3-2 SMP 传输方案示意图

在接收端,每个接收机的接收强度为各发射信号经过衰落信道后的叠加和噪声污染的结果。经过判决模块后,接收向量 \mathbf{y} 被检测为相应的合法发射向量 $\hat{\mathbf{s}}$,然后经过解调模块还原为比特流。其中,对于判决模块,我们可以采用线性估计法或者最大似然(Maximum Likelihood, ML)检测法进行符号的检测:

- 线性估计法:

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{H}^{-1}\mathbf{y} \quad (3.2)$$

- 最大似然法:

$$\hat{\mathbf{s}} = \arg \min_{\mathbf{s} \in \mathbb{S}^{N_t \times 1}} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}\| \quad (3.3)$$

需要说明的是,利用线性估计求得的每一个元素 $\hat{s}_i \in \hat{\mathbf{s}}$ 需要向最近的PAM符号取

整才能得到合法的符号。而最大似然检测法需要对每一个发射向量进行遍历运算，当发射符号集较大时该方法的检测效率低下。

3.3 理论误码率分析

本节主要分析 SMP 方案下基于实际信道 \mathbf{H} 使用最大似然判决 (参考式(3.3)) 的误码性能。考虑符号向量的判决，条件差错概率表示在已知信道 \mathbf{H} 的情况下，接收端将发射向量 \mathbf{s}_1 在错判为其它向量 \mathbf{s}_2 的概率。所以在发射向量为 \mathbf{s}_1 的情况下，使用 ML 判决错成 \mathbf{s}_2 的成对差错概率 (Pairwise Error Probability, PEP) 为：

$$\begin{aligned} P_e(\mathbf{s}_1 \rightarrow \mathbf{s}_2 | \mathbf{H}) &= Q \left(\sqrt{\frac{\|\mathbf{H}(\mathbf{s}_1 - \mathbf{s}_2)\|^2}{4\sigma^2}} \right) \\ &= Q \left(\sqrt{\frac{SNR \|\mathbf{H}(\mathbf{s}_1 - \mathbf{s}_2)\|^2}{4}} \right) \end{aligned} \quad (3.4)$$

其中， \mathbf{H} 的每一个元素满足 $h_{ij} = h_{0,ij} \cdot \tilde{h}_{ij}$ ，服从正态对数分布 (见式(2.16))。在已知信道 \mathbf{H} 下，系统的条件差错概率 $P(e | \mathbf{H})$ 的下界为：

$$P(e | \mathbf{H}) \geq \frac{1}{M^{N_t}} \sum_{i=1}^{M^{N_t}} P_e(\mathbf{s}_i \rightarrow \mathbf{s}_k | \mathbf{H}) \quad (3.5)$$

式中， N_t 为发射天线的数量， M^{N_t} 为总的发射向量的数目，当发送第 i 个向量 \mathbf{s}_i 时， \mathbf{s}_k 所对应的 k 的取值为：

$$k = \arg \min_{k=\{1 \dots M^{N_t}\}} \|\mathbf{H}(\mathbf{s}_i - \mathbf{s}_k)\| \quad (3.6)$$

即 \mathbf{s}_k 是衰落信道下离 \mathbf{s}_i 最近的符号。令向量 $\mathbf{h} = [h_{11} \dots h_{ij} \dots h_{N_r N_t}]^T$ 代替矩阵 \mathbf{H} ，系统平均差错概率可由式 (3.5) 对信道进行平均求得，即

$$\begin{aligned} P_e &= \mathbb{E}_{\mathbf{h}} [P(e | \mathbf{h})] \\ &= \int_{\mathbf{h}} P(e | \mathbf{h}) f(\mathbf{h}) d\mathbf{h} \\ &= \int_{h_{11}} \dots \int_{h_{N_r N_t}} P(e | h_{11} \dots h_{N_r N_t}) f(h_{11}) \dots f(h_{N_r N_t}) dh_{11} \dots dh_{N_r N_t} \end{aligned} \quad (3.7)$$

因为对于式 (3.7) 中对数正态分布的积分计算比较复杂，且其中包含了多重积分的

运算，所以我们采用蒙特卡洛积分方法^[31]近似求取 SMP 方案的理论系统性能：

$$\begin{aligned} P_e &= \int_{\mathbf{h}} P_e(e | \mathbf{h}) f(\mathbf{h}) d\mathbf{h} \\ &= \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L P(e | \mathbf{h}_i) \end{aligned} \quad (3.8)$$

其中， L 为采样点的个数， \mathbf{h}_i 表示从 $f(\mathbf{h})$ 分布中采样的信道向量 (即信道矩阵 \mathbf{H}_i)。因为水下信道矩阵的每一个元素服从对数正态分布，根据式 (3.8)，SMP 方案的系统误码性能可通过对数正态分布生成信道样本来近似求解。

3.4 本章小结

本章首先介绍了水下可见光 MIMO 系统的基本模型，然后基于 MIMO 模型主要分析了 SMP 方案及该方案的理论误码率计算，为下文的方案设计提供了参考。

第4章 旋转编码 MIMO 传输技术

这一章将提出基于 SVD 的旋转编码方案。SVD 的应用原理在第一小节给出，然后我们将给出旋转编码的设计细节及其误码率分析。

4.1 SVD 及其在 MIMO 中的应用

MIMO 系统的发射端可以通过信道的空间特性对发射的信号进行预处理，使各发射机发射的信号相互独立，然后在接收端进行相应的处理并解调信息，以此除去不同发射机之间信号的干扰，提高通信系统的性能。对于 $N_r \geq N_t$ 的 MIMO 通信系统，可以通过 SVD 对收发端进行矩阵操作变换实现多路信道的并行发送^[32]。

SVD 原理如式(4.1)所示。对一个维度为 $m \times n$ 的矩阵 \mathbf{A} ，可以分解成一个 $m \times m$ 的单位正交阵 \mathbf{U} 与一个非负的 $m \times n$ 的奇异值对角矩阵 $\mathbf{\Sigma}$ 及 $n \times n$ 的单位正交矩阵 \mathbf{V} 的乘积：

$$\mathbf{A} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^T \quad (4.1)$$

式中，单位矩阵 \mathbf{U} 和 \mathbf{V} 满足 $\mathbf{U}\mathbf{U}^T = \mathbf{I}$ 与 $\mathbf{V}\mathbf{V}^T = \mathbf{I}$ 。所以对于水下可见光通信系统而言，在收发端都掌握信道信息的情况下，通过对信道矩阵进行 SVD 操作，利用矩阵 \mathbf{U} 和 \mathbf{V} 在发射端与接收端分别进行预处理与接收变换，可以将 MIMO 信道变成简单的并行信道，具体过程如下：

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^T \quad (4.2)$$

式 (4.2) 将信道矩阵 $\mathbf{H} \in \mathbb{R}^{N_r \times N_t}$ 分解为两个正交矩阵 $\mathbf{U} \in \mathbb{R}^{N_r \times N_r}$ 和 $\mathbf{V} \in \mathbb{R}^{N_t \times N_t}$ 与奇异值矩阵 $\mathbf{\Sigma} \in \mathbb{R}^{N_r \times N_t}$ 相乘的形式。在发射端，通过矩阵 \mathbf{V} 对向量 \mathbf{x} 进行预处理：

$$\mathbf{s} = \mathbf{V}\mathbf{x} + \mathbf{d} \quad (4.3)$$

其中 \mathbf{x} 为已调制信号向量，假设其第 i 个元素 x_i 采用双边 PAM 方式调制，即 $x_i \in \mathbb{X}$ ， \mathbb{X} 为双边 PAM 的星座图，满足 $\mathbb{X} = \{1 - M, 3 - M \dots M - 3, M - 1\}$ ，则 $\mathbf{x} \in \mathbb{X}^{N_t \times 1}$ 。此外，为保证发射信号 \mathbf{s} 的任一项的值都为非负实数，需要对变换后的信号添加相应的直流偏置 \mathbf{d} ，且偏置向量 \mathbf{d} 满足如下要求^{[33][34]}：

$$d_i \geq \|\mathbf{V}_i^T\|_1 \cdot p_m \quad (4.4)$$

式(4.4)中, \mathbf{V}_i^T 为矩阵 \mathbf{V} 的第 i 行, $\|\bullet\|_1$ 表示求向量一阶范数的运算符, p_m 则表示 PAM 星座图中的最大幅值。对于每一个发射机而言, 因为信号的调制方式为双边 PAM 方式映射, 即 $\mathbb{E}[x_k] = 0$, 其光功率为 $\mathbb{E}[s_i] = \sum_{k=1}^{N_t} \mathbf{V}_{i,k} \mathbb{E}[x_k] + d_i = d_i$ 。于是, 上述发射信号 \mathbf{s} 经过信道后, 接收端的接收向量 \mathbf{y} 可表示如下:

$$\begin{aligned}\mathbf{y} &= \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} \\ &= \mathbf{U}\Sigma\mathbf{V}^T \cdot (\mathbf{V}\mathbf{x} + \mathbf{d}) + \mathbf{n} \\ &= \mathbf{U}\Sigma\mathbf{x} + \mathbf{U}\Sigma\mathbf{V}^T\mathbf{d} + \mathbf{n}\end{aligned}\quad (4.5)$$

其中, $\mathbf{n} \in \mathbb{R}^{N_r \times 1}$ 为接收噪声向量, 其分布可参考式(3.1)。接收端对接收向量的变换操作可通过矩阵 \mathbf{U} 实现, 其满足 $\mathbf{U}^T\mathbf{U} = \mathbf{I}$, 变换结果如式子(4.6)所示。式(4.6)中, \mathbf{r} 为变换处理后的向量, 而 $\Sigma\mathbf{V}^T\mathbf{d}$ 这一项为直流成分, 可通过计算除去。因为矩阵 \mathbf{U} 为单位正交矩阵, 其对原有噪声 \mathbf{n} 的矩阵变换并不影响原来的噪声分布。

$$\begin{aligned}\mathbf{r} &= \mathbf{U}^T\mathbf{y} \\ &= \Sigma\mathbf{x} + \Sigma\mathbf{V}^T\mathbf{d} + \mathbf{U}^T\mathbf{n}\end{aligned}\quad (4.6)$$

将变换后的向量 \mathbf{r} 除去直流成分, 接收端的信号可以表示为 $\bar{\mathbf{r}} = \Sigma\mathbf{x} + \mathbf{U}^T\mathbf{n}$ 。此时, 以 2×2 水下可见光 MIMO 传输系统为例, 由 SVD 的原理可知, 因为矩阵 Σ 为对角矩阵, 将向量 $\bar{\mathbf{r}}$ 展开可得到式(4.7)的形式。

$$\bar{\mathbf{r}} = \begin{bmatrix} \bar{r}_1 \\ \bar{r}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \rho_1 & 0 \\ 0 & \rho_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{n}_1 \\ \tilde{n}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \rho_1 x_1 \\ \rho_2 x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{n}_1 \\ \tilde{n}_2 \end{bmatrix}\quad (4.7)$$

其中 ρ_1, ρ_2 为信道矩阵 \mathbf{H} 的特征值, 即矩阵 Σ 的对角元素, \tilde{n}_1, \tilde{n}_2 则为 \mathbf{U} 矩阵变换后的噪声分量。由上式可以发现, 接收端每一个接收机的信号与每一个发射机的发射信号相对应。所以通过对信道矩阵进行 SVD 操作, 将分解的矩阵分别对发射端与接收端进行变换处理, 可以将 MIMO 信道等效为简单的并行通信信道。

4.2 旋转编码方案

在基于 SVD 的通信方案中, 接收端对信号的检测性能与信道的奇异值相关。参考快衰落信道的时间分集编码应用, 其通过对发射码字进行旋转变换 (Rotation Transform, RT), 在衰落信道中可以获得更好的误码性能^[35]。借鉴这种方式, 我们对基于 SVD 的

MIMO 系统进行旋转编码设计如图4-1所示。注意到，因为旋转编码方案所用的旋转矩阵维度为 2×2 ，所以相应地，在本文的方案设计中我们考虑发射机和接收机的数量都为 2，以符合旋转编码的结构。

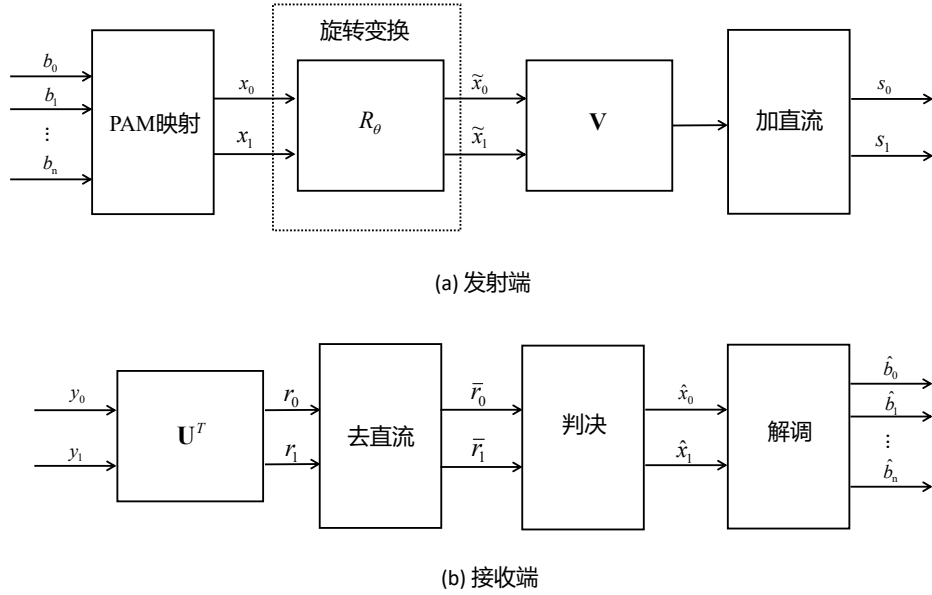


图 4-1 基于 SVD 的旋转编码方案示意图

图4-1中，发射端的比特流首先经过 PAM 映射成符号向量 $\mathbf{x} \in \mathbb{X}^{2 \times 1}$ ， \mathbb{X} 为 PAM 星座图。其后，该符号向量经过一个旋转变换模块，得到的符号向量 $\tilde{\mathbf{x}}$ 经过预处理操作与直流偏置操作后进行发送。在接收端，对接收信号的处理过程可用式(4.5)~(4.7)表示。可见，旋转编码方案是在 SVD 传输方案的基础上对调制符号向量进行了一个旋转变换，根据式(4.3)，系统的最终发射向量为：

$$\mathbf{s} = \mathbf{V} \cdot \mathbf{R}_\theta \cdot \mathbf{x} + \mathbf{d} = \mathbf{V} \cdot \tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{d} \quad (4.8)$$

其中， \mathbf{x} 为原始经过调制的 PAM 向量， $\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{R}_\theta \mathbf{x}$ 则为旋转变换后的信息向量，矩阵 \mathbf{R}_θ 为旋转矩阵，如式(4.9)所示。一方面，旋转矩阵是单位正交矩阵，其并不改变原来信号的平均功率，选取不同的 θ 角可得到不同的正交矩阵；另一方面，发射信号与旋转矩阵相乘实际上是将发射信号组成的星座图进行相应角度的旋转，对于 θ 角的选取将在下面给出。

$$\mathbf{R}_\theta = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

对于旋转编码方案，接收端去除直流分量后的接收向量为： $\bar{\mathbf{r}} = \Sigma \tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{U}^T \mathbf{n}$ ，若对向

量 $\tilde{\mathbf{r}}$ 采用 ML 检测，判别发射向量 $\tilde{\mathbf{x}}$ 的检测表达式可表示如下：

$$\hat{\mathbf{x}} = \arg \max_{\tilde{\mathbf{x}}} p(\tilde{\mathbf{r}} | \tilde{\mathbf{x}}, \Sigma) = \arg \min_{\tilde{\mathbf{x}}} \|\tilde{\mathbf{r}} - \Sigma \tilde{\mathbf{x}}\| \quad (4.10)$$

根据 ML 判决准则式(4.10)，系统任意两符号向量 $\tilde{\mathbf{x}}_i$ 与 $\tilde{\mathbf{x}}_j$ 的混淆概率由它们在信道奇异值矩阵 Σ 下的距离决定： $d = \|\Sigma(\tilde{\mathbf{x}}_i - \tilde{\mathbf{x}}_j)\|^2, i \neq j$ ，定义

$$\tilde{\mathbf{x}}_i - \tilde{\mathbf{x}}_j = \mathbf{R}_\theta \mathbf{x}_i - \mathbf{R}_\theta \mathbf{x}_j = \mathbf{R}_\theta \Delta \mathbf{x}_{ij}, i \neq j \quad (4.11)$$

$$d_{min}^i = \min_{j=1 \dots M^2, j \neq i} \|\Sigma(\tilde{\mathbf{x}}_i - \tilde{\mathbf{x}}_j)\|^2 = \min_{j=1 \dots M^2, j \neq i} \|\Sigma \mathbf{R}_\theta \Delta \mathbf{x}_{ij}\|^2 \quad (4.12)$$

式中： M 为 PAM 星座图大小， M^2 则为总的发射向量的数目， d_{min}^i 表示在矩阵 Σ 下向量 $\tilde{\mathbf{x}}_i$ 与其它向量的最小距离。

在高信噪比情况下，发射某一符号向量 $\tilde{\mathbf{x}}_i$ 在接收端判决的差错概率由当前 d_{min}^i 的值决定^{[36][37]}，为提高系统在已知信道下的可靠性能，需要增大任一向量与其它向量在矩阵 Σ 下的最小距离。为此，我们对于旋转矩阵 \mathbf{R}_θ 的角度 θ 设计准则如下：

$$\begin{aligned} \text{find : } & \theta \\ \text{maximize : } & \min_{i=1 \dots M^2} \{d_{min}^i\} \end{aligned} \quad (4.13)$$

即在已求解奇异值矩阵 Σ 的情况下，找到一个角度 θ ，使得所有符号中错判成其他符号的最短距离的最小值最大化，以此降低每个符号发生判决差错的概率，整体提高系统性能。在发射端已知信道信息的情况下， θ 角具体的优化步骤详见附录A.1。

4.3 理论误码率分析

这一小节将对基于 SVD 的旋转编码方案进行理论误码率的分析，对于该方案而言，系统信道模型考虑为 2×2 MIMO 信道模型。参考 SMP 方案下的成对差错概率计算公式(3.4)，旋转编码方案的符号向量 $\tilde{\mathbf{x}}_1$ 错判成 $\tilde{\mathbf{x}}_2$ 的条件成对差错概率为：

$$\begin{aligned} P_e(\tilde{\mathbf{x}}_1 \rightarrow \tilde{\mathbf{x}}_2 | \Sigma) &= Q \left(\sqrt{\frac{SNR \|\Sigma(\tilde{\mathbf{x}}_1 - \tilde{\mathbf{x}}_2)\|^2}{4}} \right) \\ &= Q \left(\sqrt{\frac{SNR(\rho_1^2(\Delta \tilde{x}_1)^2 + \rho_2^2(\Delta \tilde{x}_2)^2)}{4}} \right) \end{aligned} \quad (4.14)$$

其中, 奇异值 ρ_1, ρ_2 分别为 Σ 对角线的第一第二个元素, $\Delta\tilde{x}_1, \Delta\tilde{x}_2$ 满足 $\tilde{\mathbf{x}}_1 - \tilde{\mathbf{x}}_2 = [\Delta\tilde{x}_1, \Delta\tilde{x}_2]^T$ 。结合式(4.13)可以发现, 旋转编码方案通过选取适当的 θ 角来增大向量间的距离的实质在于调整发射向量 $\tilde{\mathbf{x}}$ 的方向来改变不同向量间的差值 Δx_1 与 Δx_2 , 以适应变化信道中奇异值 ρ_1 和 ρ_2 的变化, 从而提高系统的可靠性能。在已知 Σ 下, 系统的条件差错概率的下界满足:

$$\begin{aligned} P(e | \Sigma) &\geq \frac{1}{M^2} \sum_{i=1, k \neq i}^{M^2} P_e(\tilde{\mathbf{x}}_i \rightarrow \tilde{\mathbf{x}}_k | \Sigma) \\ &= \frac{1}{M^2} \sum_{i=1}^{M^2} Q\left(\sqrt{\frac{SNR \cdot d_{min}^i}{4}}\right) \end{aligned} \quad (4.15)$$

式中, $\tilde{\mathbf{x}}_k$ 表示 Σ 下与 $\tilde{\mathbf{x}}_i$ 具有最小距离 d_{min}^i 的向量。令向量 $\boldsymbol{\rho} = [\rho_1, \rho_2]^T$ 来代替矩阵 Σ , 旋转编码方案下的系统平均差错概率为:

$$\begin{aligned} P_e &= \mathbb{E}_{\boldsymbol{\rho}} [P(e | \boldsymbol{\rho})] \\ &= \int_{\boldsymbol{\rho}} P(e | \boldsymbol{\rho}) f(\boldsymbol{\rho}) d\boldsymbol{\rho} \end{aligned} \quad (4.16)$$

对于随机矩阵奇异值的分布, *Marčenko* 的一篇文献^[38] 指出随机矩阵的奇异值的经验分布收敛于四分之一圆率。但这个分布只适用于特定的随机矩阵, 不能准确表示水下湍流信道矩阵的奇异值分布。因此, 在假设矩阵奇异值之间是相互独立的前提下, 本文采用了半理论方法, 通过仿真的方式获取奇异值的统计分布。下图为通信距离 20m, 接收 APD 直径 $D = 10\text{cm}$, 光圈 $\text{FOV} = 90^\circ$, 闪烁指数 $\sigma_I^2 = 0.1$ 的海岸海水配置下的 2×2 信道奇异值 ρ_1 和 ρ_2 的概率密度函数 (Probability Density Function, PDF):

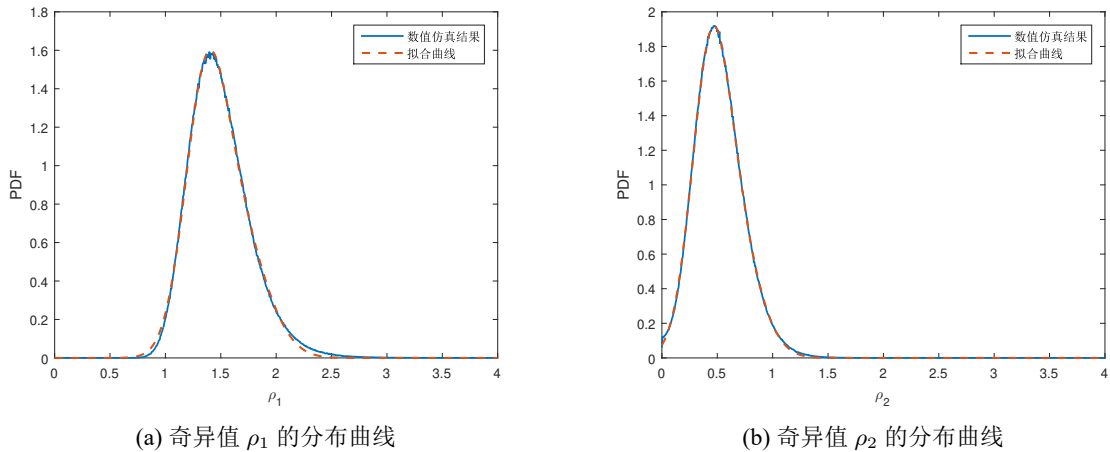


图 4-2 水下信道矩阵奇异值分布, $\sigma_I^2 = 0.1$

图4-2中，两个分布曲线的横坐标为奇异值的数值大小，纵坐标是对应的分布概率。由图可知奇异值 ρ_1 的均值在 1.5 左右，而奇异值 ρ_2 的均值较小，为 0.5 左右，这对于接收端的检测是不利的。此外，由两个图的分布曲线可以看出，信道奇异值的分布具有近似高斯分布的性质，其值主要集中在某一区间，所以对于式(4.16)中平均差错概率的积分计算可以近似为对特定区间内分布函数的积分计算，以此减少计算量。

为求解 SVD 方案下的理论误码率，我们通过二阶高斯函数拟合上图中的奇异值分布曲线，拟合函数如式(4.17)所示，式中的 a_i, b_i, c_i 为确定的函数参数，通过图4-2可以发现，拟合函数曲线与仿真曲线是吻合的。

$$f(\rho) = a_1 e^{-\frac{(\rho-b_1)^2}{c_1^2}} + a_2 e^{-\frac{(\rho-b_2)^2}{c_2^2}} \quad (4.17)$$

由于我们假设的是每个奇异值式独立分布的，所以在上面的仿真中我们拟合的是每一个奇异值的独立分布函数，但实际上信道矩阵的各个奇异值之间的分布并不是独立的，即 $f(\boldsymbol{\rho}) \neq f(\rho_1)f(\rho_2)$ 。所以对于公式(4.16)给出的差错概率，有：

$$\begin{aligned} P_e &= \int_{\boldsymbol{\rho}} P(e | \boldsymbol{\rho}) f(\boldsymbol{\rho}) d\boldsymbol{\rho} \\ &\approx \int_{\rho_1} \int_{\rho_2} P(e | \rho_1, \rho_2) f(\rho_1) f(\rho_2) d\rho_1 d\rho_2 \end{aligned} \quad (4.18)$$

此外，参照式(3.8)，旋转编码方案下的系统平均差错概率也可通过蒙特卡洛积分法近似求解，如式(4.19)所示。

$$\begin{aligned} P_e &= \int_{\boldsymbol{\rho}} P(e | \boldsymbol{\rho}) f(\boldsymbol{\rho}) d\boldsymbol{\rho} \\ &= \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L P(e | \boldsymbol{\rho}_i) \end{aligned} \quad (4.19)$$

同理， L 为采样点的个数， $\boldsymbol{\rho}_i$ 表示从 $f(\boldsymbol{\rho})$ 分布中采样的奇异值向量。在该近似仿真中，奇异值向量的样本可通过信道矩阵进行 SVD 生成，而后的生成满足对数正态分布。

4.4 本章小结

本章主要介绍了 MIMO 系统下 SVD 传输方案及基于 SVD 的旋转编码方案设计，并给出了旋转编码设计的基本准则。另外，本章还给出了 SVD 传输方案的理论误码率计算，为下文的仿真提供理论依据。

第 5 章 仿真结果及分析

本章主要对第 3 章和第 4 章提出的 MIMO 传输方案进行性能分析, 并根据仿真结果对传输方案进行比较和分析。

参照 2017 年 Jamali 的文章^[19] 和 2018 年 A.Huang 的论文^[39] 仿真, 我们限定所有方案的发射机发射电功率总和一定, 且将发射信号功率归一化。同时, 对于 MIMO 系统的所有路径, 我们假设其服从对数正态分布的湍流衰落, 每个路径具有相同的衰落分布, 至于每个路径的自然损耗 (水体吸收散射作用造成的损耗), 则通过蒙特卡洛仿真得到。具体的系统仿真参数如下表所示:

表 5-1 系统仿真参数设置

| 系统参数 | 参数值 |
|---------------------|----------------|
| 水体类型 | 海岸海水 (coastal) |
| 光源波长 λ | 532nm |
| 光源发散半角 $\Phi_{1/2}$ | 0.01° |
| 吸收系数 $a(\lambda)$ | $0.088m^{-1}$ |
| 损耗系数 $c(\lambda)$ | $0.305m^{-1}$ |
| 发射机间隔 r_0 | 0.25m |
| 接收机间隔 t_0 | 0.25m |
| 通信距离 Z | 20m |
| 接收机光圈直径 D | 0.1m |
| 接收机 FOV 角度 | 90° |
| 接收机光子质量门限 | 10^{-5} |
| 仿真光子总数 | 10^7 |
| 调制方式 | M-PAM |

因为接收机与发射机都一一对准放置, 可以假设系统接收机的光强分布具有对称性。利用上表中的仿真参数, 我们通过蒙特卡洛法仿真 2×2 MIMO 系统得到信道的自然衰落矩阵如下所示:

$$\mathbf{H}_0 = 10^{-5} \times \begin{pmatrix} 9.926 & 4.348 \\ 4.348 & 9.926 \end{pmatrix} \quad (5.1)$$

另外, 第三章已经指出, 在传输速率低于 1Gbps 的情况下, 信道的多径时延可以忽略, 所以这里的信道矩阵不考虑多径效应, 仅仅考虑每一条路径的路径衰落。

5.1 不同湍流强度下的性能对比

在水体类型和系统参数配置一定的情况下，系统信号传输的自然损耗(吸收和散射损耗)是确定的。而在湍流环境下，湍流引起的信道衰落每隔一段时间将发生改变，对水下通信系统造成极大的性能损失。下面给出 2×2 MIMO 系统使用空间复用方案 (SMP) 在不同的湍流强度下的仿真性能结果，调制阶数为 2-PAM，仿真过程中信道衰落矩阵已经进行归一化。

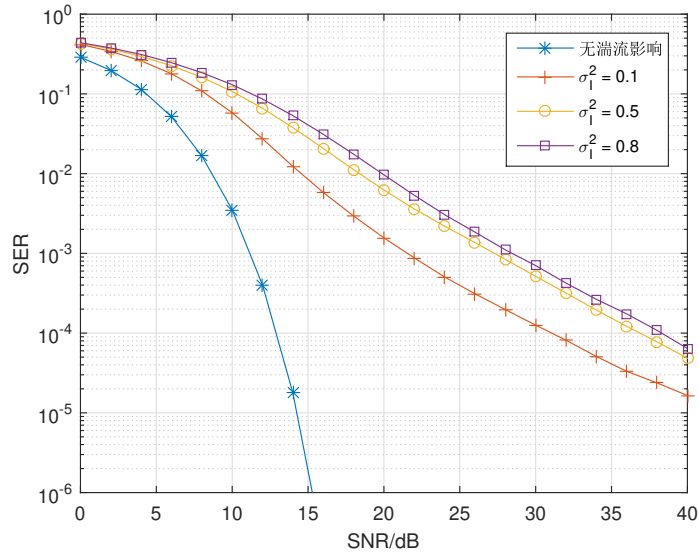


图 5-1 SMP 方案在不同湍流强度下的性能比较

图5-1中， σ_I^2 为水下湍流的闪烁指数， σ_I^2 的值越大，表示信道的湍流强度越强。观察图中误码率曲线，在无湍流情况下，MIMO 空间复用方案的误码率曲线下降得很快，在 $\text{SNR} = 15\text{dB}$ 处，SER 可达到 10^{-6} 。而在 $\sigma_I^2 = 0.1$ 时，系统的误码率曲线相比于无湍流影响的误码率曲线下降速度远远降低，在 $\text{SNR} = 40\text{dB}$ 处，SER 仅达到 10^{-5} 。随着 σ_I^2 值的增大 (由 $\sigma_I^2 = 0.1$ 到 0.8)，系统误码率逐渐增高。由此我们可以看出 MIMO 空间复用方案的性能在湍流影响下会遭遇很大的损失，且湍流强度越大，系统的误码率越高，通信可靠性能越差。

5.2 不同方案性能分析与比较

为抵抗信道的湍流影响，Jamali 和 A.Huang 先后提出了 MIMO 空间分集的方案来提高系统性能，包括发射分集 (MISO，每个发射机发送重复信号) 和接收分集 (SIMO) 这两种方案^{[19][39]}，其结果证明重复编码能有效地抵抗信道湍流的影响。本文第四章讨论了 MIMO 基于 SVD 传输方案的基本原理，并且在该方案上添加了旋转编码的设计，

以获得在已知信道下更好的性能。下图给出了 MIMO 空间复用方案, SVD 传输方案以及基于 SVD 的旋转编码方案在湍流环境下采用 ML 判决的系统性能对比, 同时也给出了 SVD 与重复编码相结合的方案仿真以进行比较, 仿真信道的湍流强度为 $\sigma_I^2 = 0.1$ 。

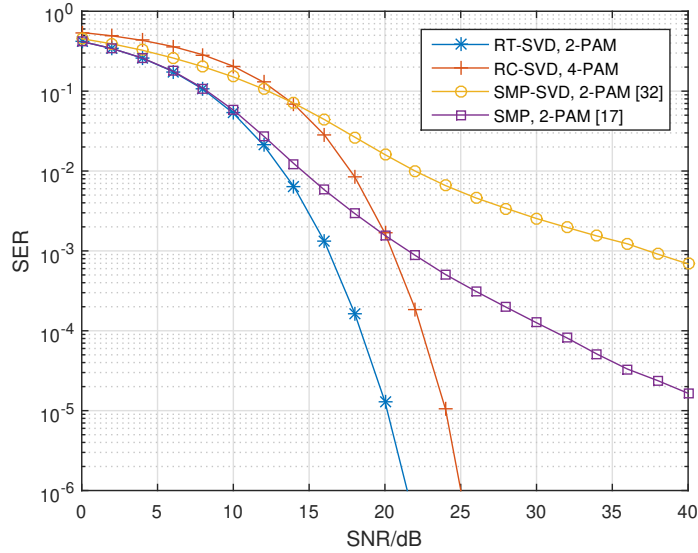


图 5-2 各通信方案性能对比, 频谱效率为 2 bits/s/Hz

图中, RT-SVD 方案为本文提出的基于 SVD 的旋转编码方案, RC-SVD 方案为利用 SVD 传输方式来发送重复编码, 而同理 SMP-SVD 方案为空间复用方案上利用 SVD 传输方式进行信息的传递, SMP 则为空间复用方案。从误码率曲线来看, SMP 曲线与 SMP-SVD 方案曲线都出现了平板趋势, 而且相比于 SMP 方案, SMP-SVD 表现出更严重的性能衰减: 在 $\text{SNR} = 30\text{dB}$ 处, SMP 的误符号率为 10^{-4} , 而 SMP-SVD 为 3×10^{-3} 左右。由此可得 SVD 传输系统并不能在原有 SMP 方案上对系统性能有所改进, 反而造成了性能的下降。这是因为 SMP 方案与 SMP-SVD 方案发射的是相同的向量集, 而参考式 (3.4) SMP 方案的成对差错概率与式 (4.14) SVD 传输系统下成对差错概率的计算, 可以发现, SMP-SVD 方案的检测仅仅利用了信道的奇异值进行解调, 并没有利用信道所有的信息。而 SMP 方案使用最大似然方案检测可以利用信道的所有信息, 所以此时 SMP 性能反而比 SMP-SVD 方案更优。

但从图5-2可以看出, 在 SVD 传输方案上添加了旋转编码模块后, 系统的性能获得了极大的提高, 超过了其他两种方案甚至基于 SVD 的重复编码方案 (在 $\text{SER} = 10^{-6}$ 处, RT-SVD 方案所需 SNR 比 RC-SVD 少 3dB 左右)。这是因为对发射星座图进行的旋转操作使得信号向量的方向与信道的奇异值相匹配, 此时系统任意两个向量在特定信道下的距离相比于未旋转的向量间的距离得到增大, (参考式 (4.13)与 (4.14)), 所以相比于其它方案系统的性能得到很大提升。

5.3 理论性能分析与验证

此外，我们将 2-PAM 调制下 SMP 和 SVD 传输方案的仿真结果和理论结果进行了对比，如下图所示。需要说明的是理论误码率也是通过数值积分计算得到。

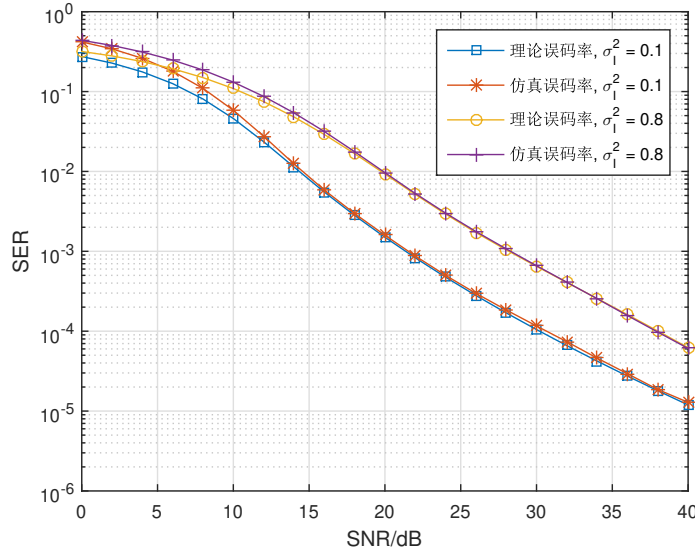


图 5-3 SMP 方案仿真结果与理论结果对比

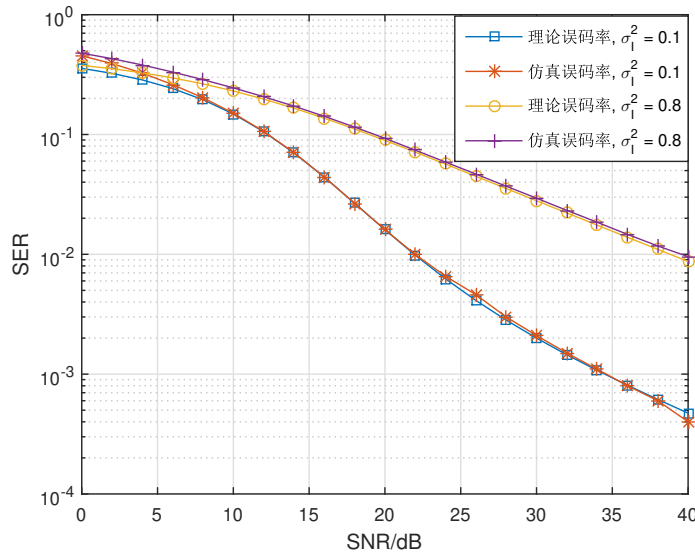


图 5-4 SVD 传输方案仿真结果与理论结果对比

从图5-3和图5-4这两个图可以看出，在湍流闪烁系数 $\sigma_I^2 = 0.1$ 与 $\sigma_I^2 = 0.8$ 两种情况下，我们仿真的两种方案结果和理论误码率曲线基本一致，理论性能和仿真性能存在些许差异的原因在于两个方面：一方面，我们推导的误码率表达式是基于符号成对差错的概率，即该表达式考虑的是符号判决成最近距离的符号的概率，这个结论在低信噪比

的情况下是不成立的，因为低信噪比时符号也极有可能被判决为距离较远的符号；另一方面，要获得可靠的误码率，要求仿真样本足够大，如所需样本数 N 为 $100/\text{SER}$ 数量级^[40]，但考虑仿真时间过长，仿真过程中的样本数未能完全达到此要求，所以仿真结果与理论结果会出现些许偏差，但经过计算仿真曲线与理论曲线的最大相对误差为 8.92%。除此之外，从图中可观察到，仿真结果逼近理论分析，这证明了理论分析式的有效性和准确度。

5.4 本章小结

本章对 MIMO 空间复用方案在不同强度湍流环境下的误码性能进行了仿真，并将本文所提的旋转编码方案与空间复用方案进行了仿真对比，结果表明空间复用方案在湍流环境下性能遭遇很大的损失，但基于 SVD 的旋转编码方案可以有效地抵抗信道的湍流衰落。此外，仿真结果表明，理论计算结果与仿真性能一致，从而验证了理论推导的有效性。

第6章 总结与展望

本章将概括全文各章节的内容与本文的研究工作，并对研究内容的缺陷进行分析。

6.1 全文总结

本文首先介绍了水下可见光的发展历史和研究背景，给出了水下可见光技术的发展现状。其次，文章给出了系统的信道模型，在信道调研部分，通过参考文献调研水下信道的光学性质从而构建仿真模型，利用蒙特卡洛的方法仿真水下信道的路径损耗以及信道响应。在这基础上，考虑水下湍流的影响，建立了水下信道模型。在正文中间部分，我们利用构建的信道模型，介绍了 MIMO 水下可见光通信系统，并在空间复用方案的基础上，本文提出了基于 SVD 的旋转编码方案，该方案在湍流环境下能有效地抵抗衰落，具有更高的可靠性。最后文章给出了仿真结果和理论比较，证实了理论分析的正确性。

本文主要工作贡献包括：一是对水下信道的调研与仿真建模；二是对水下湍流环境下 MIMO 空间复用方案的性能的研究，并提出了改进性能的技术方案。具体包括：

- 1) 提供了水下信道的建模与仿真方法，即从光学属性的角度分析光子在水下的运动，通过蒙特卡洛仿真的方法模拟光子的传播，并统计光子的损耗信息获得水下信道的衰落特性。
- 2) 提出了基于 SVD 传输系统的旋转编码方案，通过旋转发射端星座图的方式提高了空间复用方案在水下信道传输的可靠性能，增强了湍流环境下的 MIMO 传输方案的可靠性。

6.2 展望

本文研究内容的缺陷在于旋转编码方案具有较高的复杂性，其传输过程需要每次获取信道的信息并且根据信道特征设计相应的参数，具体包括：

- 1) 与空间复用方案相比，文中提出的旋转编码方案需要添加两个步骤：一是利用 SVD 传输将多路信道等效为并行信道，这需要在发射端与接收端进行信道矩阵的奇异值分解操作；二是在发射端添加相应的旋转星座图操作，其旋转角度需要在发射端进行计算；
- 2) 对于旋转角度的设计准则，通过附录A.1的遍历算法可知，查找最优的旋转角度

需要对每一个发射向量在每一个旋转角度 θ 进行遍历计算，需要的时间复杂度为： $\mathcal{O}(n^2)$ 。

综上，旋转编码方案虽然能在空间方案基础上获得更好的系统性能，但计算复杂度较高。我们将开展进一步的研究，以取得复杂度和系统性能的更好折中。

参考文献

- [1] Duntley S Q. Light in the Sea[J]. J. Opt. Soc. Am, 1963, 53(2): 214–233.
- [2] Gilbert G D, Stoner T R, Jernigan J L. Underwater Experiments On The Polarization, Coherence, And Scattering Properties Of A Pulsed Blue-Green Laser[C] // in Proc. SPIE Underwater Photo Opt.I, Santa Barbara, CA, USA. 1966: 3.
- [3] Kaushal H, Kaddoum G. Underwater Optical Wireless Communication[J]. IEEE Access, 2016, 4: 1518–1547.
- [4] Gabriel C, Khalighi M, Bourennane S, et al. Channel modeling for underwater optical communication[C] // 2011 IEEE GLOBECOM Workshops (GC Wkshps). 2011: 833–837.
- [5] Jamali M V, Mirani A, Parsay A, et al. Statistical Studies of Fading in Underwater Wireless Optical Channels in the Presence of Air Bubble, Temperature, and Salinity Random Variations[J]. IEEE Transactions on Communications, 2018, 66(10): 4706–4723.
- [6] Vali Z, Gholami A, Ghassemlooy Z, et al. Modeling turbulence in underwater wireless optical communications based on Monte Carlo simulation[J]. J. Opt. Soc. Am. A, 2017, 34(7): 1187–1193.
- [7] Jaruwatanadilok S. Underwater Wireless Optical Communication Channel Modeling and Performance Evaluation using Vector Radiative Transfer Theory[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2008, 26(9): 1620–1627.
- [8] Tang S, Dong Y, Zhang X. On impulse response for underwater wireless optical links[C] // 2013 MT-S/IEEE OCEANS - Bergen. 2013: 1–4.
- [9] Karp S. Optical Communications Between Underwater and Above Surface (Satellite) Terminals[J]. IEEE Transactions on Communications, 1976, 24(1): 66–81.
- [10] Callahan M. Submarine communications[J]. IEEE Communications Magazine, 1981, 19(6): 16–25.
- [11] Bales J W. High Bandwidth Low Power Short-Range Optical Communication in Underwater[J]. Proc. of Unmanned Unthethered Submersible Technology, 1995, 9: 406–415.
- [12] Farr N, Chave A D, Freitag L, et al. Optical Modem Technology for Seafloor Observatories[C] // OCEANS 2006. 2006: 1–6.
- [13] Hanson F, Radic S. High bandwidth underwater optical communication[J]. Appl. Opt., 2008, 47(2): 277–283.

- [14] Haltrin V I. Chlorophyll-based model of seawater optical properties[J]. Appl. Opt., 1999, 38(33): 6826–6832.
- [15] Tang S, Dong Y, Zhang X. Impulse Response Modeling for Underwater Wireless Optical Communication Links[J]. IEEE Transactions on Communications, 2014, 62(1): 226–234.
- [16] Zhang H, Dong Y, Zhang X. On stochastic model for underwater wireless optical links[C] // 2014 IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC). 2014: 156–160.
- [17] Fath T, Haas H. Performance Comparison of MIMO Techniques for Optical Wireless Communications in Indoor Environments[J]. IEEE Transactions on Communications, 2013, 61(2): 733–742.
- [18] Dong Y, Liu J. On BER performance of underwater wireless optical MISO links under weak turbulence[C] // OCEANS 2016 - Shanghai. 2016: 1–4.
- [19] Jamali M V, Salehi J A, Akhoundi F. Performance Studies of Underwater Wireless Optical Communication Systems With Spatial Diversity: MIMO Scheme[J]. IEEE Transactions on Communications, 2017, 65(3): 1176–1192.
- [20] Mobley C D. Light and Water: Radiative Transfer in Natural Waters[M]. San Diego, CA, USA: Academic Press, 1994.
- [21] Toublanc D. Henyey–Greenstein and Mie phase functions in Monte Carlo radiative transfer computations[J]. Appl. Opt., 1996, 35(18): 3270–3274.
- [22] Haltrin V I. One-parameter two-term Henyey-Greenstein phase function for light scattering in seawater[J]. Appl. Opt., 2002, 41(6): 1022–1028.
- [23] 宋宇航. 基于 MIMO-OFDM 的水下无线可见光通信系统 [D]. 杭州: 浙江大学, 2017 年.
- [24] William Charles COX J. Simulation, Modeling, and Design of Underwater Optical Communication Systems[D]. North Carolina: North Carolina State University, 2012.
- [25] Wang L, Jacques S, Zheng L. MCML-Monte Carlo modeling of light transport in multi-layered tissues[J]. Computer methods and programs in biomedicine, 1995, 47(2): 131–146.
- [26] Fu Y, Du Y. Performance of heterodyne differential phase-shift-keying underwater wireless optical communication systems in gamma-gamma-distributed turbulence[J]. Appl. Opt., 2018, 57(9): 2057–2063.
- [27] Safari M, Uysal M. Relay-assisted free-space optical communication[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2008, 7(12): 5441–5449.

- [28] Andrews L C, Phillips R L, Young C Y. Laser Beam Scintillation with Applications[M]. Bellingham, WA, USA : SPIE, 2001.
- [29] Korotkova O, Farwell N, Shchepakina E. Light scintillation in oceanic turbulence[J]. Waves in Random and Complex Media, 2012, 22(2) : 260–266.
- [30] Liu W, Xu Z, Yang L. SIMO detection schemes for underwater optical wireless communication under turbulence[J]. Photon. Res., 2015, 3(3) : 48–53.
- [31] Caflisch R E. Monte Carlo and quasi-Monte Carlo methods[J]. Acta Numerica, 1998, 7(1) : 1–49.
- [32] Telatar E. Capacity of Multi-antenna Gaussian Channels[J]. European Transactions on Telecommunications, 1999, 10(6) : 585–595.
- [33] Huang N, Wang X, Chen M. Transceiver Design for MIMO VLC Systems With Integer-Forcing Receivers[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2018, 36(1) : 66–77.
- [34] Ying K, Qian H, Baxley R J, et al. Joint Optimization of Precoder and Equalizer in MIMO VLC Systems[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2015, 33(9) : 1949–1958.
- [35] Tse D, Viswanath P. Fundamentals of Wireless Communication[M]. Cambridge, UK : Cambridge University Press, 2005.
- [36] Singh R, O’ Farrell T, David J P R. An Enhanced Color Shift Keying Modulation Scheme for High-Speed Wireless Visible Light Communications[J]. Journal of Lightwave Technology, 2014, 32(14) : 2582–2592.
- [37] Welty G, Lee J. Digital transmission with coherent four-dimensional modulation[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1974, 20(4) : 497–502.
- [38] Marčenko V A, Pastur L A. Distribution of Eigenvalues for Some Sets of Random Matrices[J]. Mathematics of the USSR-Sbornik, 1967, 1(4) : 457–483.
- [39] Huang A, Tao L, Wang C, et al. Error performance of underwater wireless optical communications with spatial diversity under turbulence channels[J]. Appl. Opt., 2018, 57(26) : 7600–7608.
- [40] Tranter W H, Shanmugan K S, Rappaport T S, et al. Principles of Communication Systems Simulation with Wireless Applications[M]. Upper Saddle River, New Jersey : Prentice Hall, 2004.

致谢

由衷感谢我的导师张琳副教授，本文是在她的指导下完成的，在此表示衷心的感谢。

姓名：黄桂勋

2019年5月9日

附录 A 文中相关算法计算

附 A.1 最优角度的计算

因为 $\mathbf{x} \in \mathbb{X}^{2 \times 1}$ 的元素 x_1, x_2 为 M-PAM 星座图上的任意幅值, $\Delta \mathbf{x}_{i,j} = \mathbf{x}_i - \mathbf{x}_j, i \neq j$, 其每个元素 $\Delta x_1, \Delta x_2$ 都为 2 的倍数, 所以由 $\Delta \mathbf{x}_{i,j}$ 组成的星座图如下 (以 4-PAM 为例):

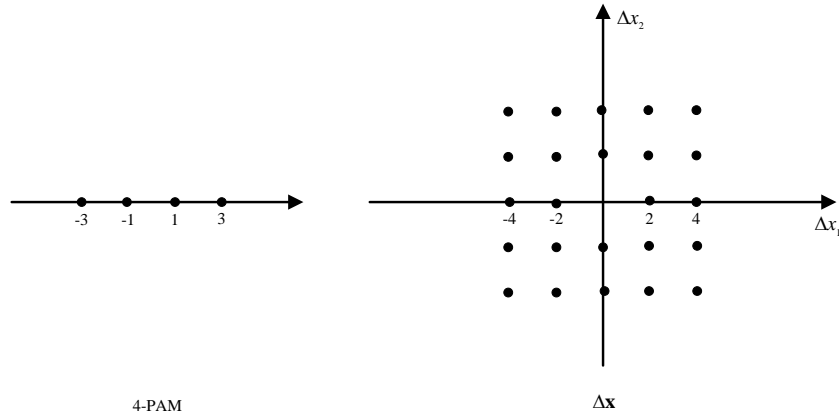


图 A-1 M-PAM 星座图及 $\Delta \mathbf{x}$ 星座图

公式(4.12)给出的距离的几何意义为对星座图 $\Delta \mathbf{x}$ 上的点进行以下变换后离原点的距离:

$$\mathbf{t}_{ij} = \Sigma \mathbf{R}_\theta \Delta \mathbf{x}_{ij} \quad (\text{A.1})$$

其中 \mathbf{R}_θ 操作表示对星座图上的点 $\Delta \mathbf{x}_{ij}$ 进行旋转角度 θ , 而对角阵 Σ 则是对旋转后的点进行缩放, 即对横坐标方向进行缩放 ρ_1 倍, 对纵坐标方向进行缩放 ρ_2 倍, 其中有 $\rho_1 \geq \rho_2$ (SVD 性质)。所以对 θ 角的优化问题变为对 $\Delta \mathbf{x}$ 进行旋转和缩放变换后, 其上面的点到原点最近的距离达到最大化。

为简化计算, 根据星座图上面的点的对称性以及旋转缩放的性质, 我们只需考虑第一象限及其坐标轴上的点的变化, 且旋转范围在 0° - 90° 之间。即对这一范围内的点进行旋转缩放, 找到最优的旋转角度使得其最终离原点最近的点距离最大, 如图A-2。在此我们通过遍历搜索法寻找最佳 θ 角, 其遍历过程由下面的流程A.1给出。

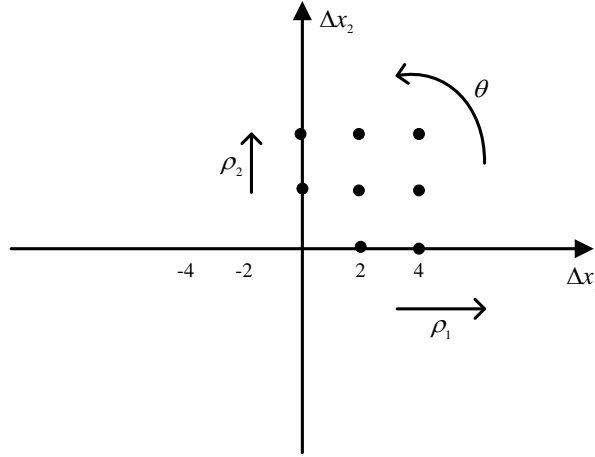


图 A-2 旋转缩放示意图

算法 A.1: θ 角搜索算法

输入: 调制阶数 M , 信道矩阵奇异值 (缩放值) ρ_1, ρ_2

- 1 确定图星座图A-2上离原点最近的两个点在变换后所能达到的最大距离 l_0 ;
 - 2 由星座图右上角的顶点沿 45° 直线往原点方向搜索, 设搜索当前点 (i, i) 与原点距离为 l_i , 则搜索停止的条件为: $l_i < l_0$, 此时以 $(i + 2, i + 2)$ 为顶点的正方形区域 Q 为遍历的范围;
 - 3 初始化数组 \mathbf{P} 大小为 $M_p \times N_p$, M_p 为 Q 的大小, N_p 为 θ 角的遍历数目;
 - 4 对于每个 Q 上的星座点 (x_i, y_i) 进行
 - 5 对于每个角度 θ_j 进行
 - 6 计算: $d = [(x_i \cos \theta_j - y_i \sin \theta_j)\rho_1]^2 + [(x_i \sin \theta_j + y_i \cos \theta_j)\rho_2]^2$
 - 7 $\mathbf{P}(i, j) = d$
 - 8 找到最优解 θ 角下标: $[val, index] = \max[\min(\mathbf{P})]$
 - 9 对于矩阵 \mathbf{P} , $\theta_{op} = \theta(index)$
-

毕业论文(设计)成绩评定记录

| | |
|---|--|
| <p>指导教师评语:</p> <p>论文对水下光信道特性及旋转编码方案进行了研究, 选题具有理论研究价值和应用前景。</p> <p>论文对水下光通信的国内外研究现状进行了文献调研, 较好地掌握了该领域的技术发展现状。</p> <p>论文介绍了水下光通信的关键技术, 搭建了水下光信道的仿真模型, 在此基础上, 论文提出了基于 MIMO 的旋转编码方案, 改进了水下光信道信息传输的可靠性。</p> <p>论文撰写规范, 已达到本科学位论文的水平, 成绩评定为优秀。</p> <p>成绩评定: 优秀</p> <p>指导教师签名: _____ 年 月 日</p> | |
| <p>答辩小组或专业负责人意见:</p> <p>成绩评定:</p> <p>签名: _____ 年 月 日</p> | |
| <p>院系负责人意见:</p> <p>成绩评定:</p> <p>签名(章): _____ 年 月 日</p> | |

