

上海交通大学

SHANGHAI JIAO TONG UNIVERSITY

学士学位论文

BACHELOR'S THESIS



论文题目：基于相干架构的数模混合光载无线系
统设计与实现

学生姓名： 徐翌程
学生学号： 518021910697
专业： 电子科学与技术
指导教师： 诸葛群碧
学院(系)： 电子信息与电气工程学院

上海交通大学

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。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作品成果。对本文的研究做出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本人完全意识到本声明的法律结果由本人承担。

学位论文作者签名：徐翌程

日期：2022 年 6 月 2 日

上海交通大学

学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解学校有关保留、使用学位论文的规定，同意学校保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版，允许论文被查阅和借阅。本人授权上海交通大学可以将本学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存和汇编本学位论文。

保密 ，在__年解密后适用本授权书。

本学位论文属于

不保密 。

(请在以上方框内打“√”)

学位论文作者签名: 徐翌程

指导教师签名: 蒋蕙群碧

日期: 2022年 6 月 2 日

日期: 2022年 6 月 2 日

基于相干架构的数模混合光载无线系统设计与实现

摘要

基于光纤传输的前传系统是集中式无线接入网架构中极为重要的一个组成部分，它承载了基带处理单元与射频远端之间的信号传输。光载无线技术是实现前传信号传输的重要技术，学术界对此展开了深入的研究。本文提出了基于相干架构的数模混合光载无线系统，通过采用模拟光载无线方案的两倍带宽，实现了高信噪比的无线信号传输。该方案大大简化了收发端的编解码算法，并针对相干传输设计了适合数模混合信号的损伤补偿方案。本文从理论上推导和分析了数模混合光载无线架构的增益，并通过仿真确定了架构中重要参数的优化选取。本文还通过实验演示了这一系统，传输了 25 Gbaud 的数模混合信号，它的通用公共无线电接口（CPRI）等效速率是 1 Tb/s，信噪比的增益达到 9.7 dB，无线信号的误差矢量幅度（EVM）小于 3.5%，能够满足 256-QAM 信号的传输要求。当传输数模混合信号的速率为 10 Gbaud 时，EVM 小于 2.5%，满足 1024-QAM 的传输要求。这些实验结果说明，随着低成本相干技术的发展，相干数模混合光载无线系统方案有望应用于未来的前传场景。

关键词：前传，光载无线，相干光通信，数字-模拟混合信号

THE DESIGN AND IMPLEMENTATION OF COHERENT DIGITAL-ANALOG RADIO-OVER-FIBER SYSTEM

ABSTRACT

Fiber-based fronthaul, which provides the connections between baseband unit and remote radio unit, is an important part of the centralized radio access network. Radio over fiber technologies are used to implement the fronthaul transmission, which has gained wide attention and been under active study. In this paper, we propose and experimentally demonstrate a coherent digital-analog radio over fiber (DA-RoF) system. By using twice the bandwidth of the analog radio over fiber scheme, the wireless signals are transmitted, achieving high signal-to-noise ratio (SNR) performance. This scheme greatly simplifies the encoding and decoding algorithm of the transceiver and signal impairments compensation algorithms after coherent transmission is designed and optimized. A theoretical analysis of the DA-RoF scheme together with parameter optimization by simulation is accomplished. In the experiment, a 25 Gbaud DA-RoF signal with 1 Tb/s common public radio interface (CPRI)-equivalent data rate is transmitted in the system, achieving a SNR gain of 9.7 dB. The error vector magnitude (EVM) of the recovered wireless signals is below 3.5%, satisfying the requirement for 256-QAM signals. With the symbol rate reduced to 10 Gbaud, an EVM below 2.5% is achieved, which meets the requirement for 1024-QAM signals. These results show that with the development of low-cost coherence technologies, the coherent digital-analog radio over fiber system is expected to be a promising candidate for future fronthaul.

Key words: fronthual, radio over fiber, coherent optical transmission, hybrid digital-analog signal



目 录

第一章 绪论	1
1.1 无线接入网研究背景	1
1.2 光纤承载的前传研究现状	2
1.2.1 物理层处理流程	3
1.2.2 前传组网方式	4
1.2.3 相关工作	5
1.3 本文的主要内容和章节安排	6
第二章 用于前传的光载无线系统	7
2.1 前传系统衡量指标	7
2.1.1 CPRI 等效速率	7
2.1.2 误差矢量幅度	7
2.1.3 带宽开销	7
2.2 无线信号调制与解调	8
2.2.1 OFDM 原理	8
2.2.2 OFDM 信号特征及参数设置	9
2.3 无线信号的收发端处理	10
2.3.1 用于数字传输的量化技术	10
2.3.2 用于模拟传输的复用技术	13
2.4 光纤传输系统	15
2.4.1 直调直检光纤传输系统	15
2.4.2 相干光纤传输系统	15
2.5 本章小结	18
第三章 相干数模混合光载无线系统	20
3.1 系统架构	20
3.2 发端信号处理流程	20
3.2.1 数模混合信号调制	20
3.2.2 相干 DSP 预处理	22
3.3 收端信号处理流程	23
3.3.1 相干 DSP 损伤补偿	23
3.3.2 数模混合信号解调	24
3.4 本章小结	25
第四章 数模混合光载无线架构理论分析及仿真优化	26
4.1 理论增益推导	26
4.2 仿真与参数优化设计	29
4.2.1 缩放系数优化	29
4.2.2 量化参数分析	30
4.3 本章小结	32

第五章 相干数模混合光载无线实验系统与结果分析	33
5.1 实验系统设置	33
5.2 实验结果分析	33
5.3 本章小结	36
第六章 总结与展望	38
6.1 全文总结	38
6.2 工作展望	39
参考文献	40
致 谢	44
学术论文和科研成果目录	45

插图索引

图 1-1 5G 应用场景	1
图 1-2 无线接入网架构演变过程	2
图 1-3 基带信号处理流程	3
图 1-4 前传组网方式	5
图 2-1 频分复用多载波技术比较	8
图 2-2 OFDM 调制与解调流程图	8
图 2-3 循环前缀添加示意图	9
图 2-4 OFDM 信号幅度概率统计分布图	10
图 2-5 CPRI 基本帧结构	12
图 2-6 频域载波聚合 DSP 流程	13
图 2-7 频域载波聚合仿真频谱图	14
图 2-8 时分复用 DSP 流程图	14
图 2-9 直调直检系统架构图	15
图 2-10 相干系统架构图	16
图 2-11 激光器相位噪声时域波形	17
图 2-12 16-QAM 星座图	17
图 2-13 IQ error 示意图	18
图 3-1 相干 DA-RoF 系统架构示意图	20
图 3-2 相干 DA-RoF 系统发端流程	21
图 3-3 DA-RoF 各部分信号星座图	22
图 3-4 RF-pilot 示意图	22
图 3-5 相干 DA-RoF 系统收端流程	23
图 3-6 均衡器结构图	24
图 4-1 SER 与 SNR 关系推导示意图	27
图 4-2 DA-RoF 架构理论推导和仿真结果对比	28
图 4-3 121-QAM W_1 信号: 不同缩放系数 c_2/c_1 仿真结果	29
图 4-4 不同调制格式 W_1 信号星座图	30
图 4-5 不同调制格式 W_1 信号的缩放系数优化结果	31
图 4-6 最优缩放系数下不同量化参数的仿真结果	32
图 5-1 相干 DA-RoF 实验系统示意图	33
图 5-2 25 Gbaud DA-RoF 信号实验结果: SNR vs ROP	34
图 5-3 25 Gbaud DA-RoF 信号实验结果: EVM vs ROP	35
图 5-4 不同符号率 DA-RoF 信号实验结果: SNR vs Symbol rate	36
图 5-5 不同符号率 DA-RoF 信号实验结果: EVM vs Symbol rate	36

表格索引

表 1-1 4G、5G、6G 网络的要求	2
表 1-2 前传 RoF 研究工作	5
表 2-1 不同调制格式 QAM 信号的 SNR 和 EVM 阈值	8
表 2-2 4G 和 5G 信号的 OFDM 参数	10
表 2-3 自然二进制编码映射表	11
表 5-1 DA-RoF 系统实验参数设置	34

第一章 绪论

1.1 无线接入网研究背景

随着人工智能、虚拟现实、高清视频、云计算等技术的发展，通信流量迎来了持续的快速增长，这意味着我们需要更大容量、更高性能、更低延时的通信技术。目前第五代移动通信技术（5G）已经开始商用，根据3GPP标准，5G的应用场景主要可以分为三类^[1]，如图1-1所示：增强移动宽带（Enhanced Mobile Broadband, eMBB）、超可靠低延时通信（Ultra-Reliable and Low Latency Communications, uRLLC）以及大规模机器通信（Massive Machine Type Communications, mMTC）。eMBB主要用于支撑大带宽的多媒体接入等业务，比如云端办公、超高清视频和虚拟现实等；uRLLC主要应用于工业生产自动化等对可靠性和延时有很高要求的场景；mMTC则主要适用于大量接入设备但对速率和延时要求不高的场景。

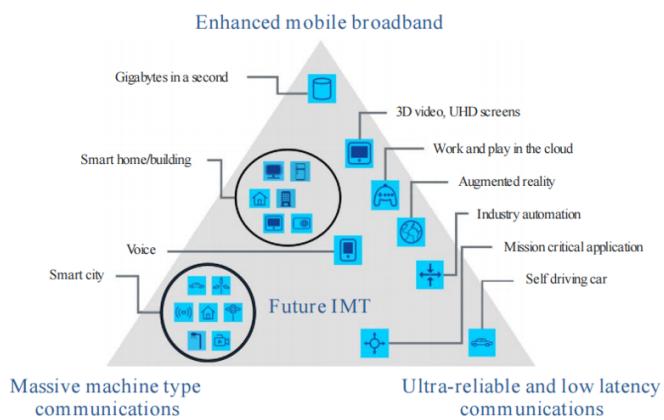


图 1-1 5G 应用场景^[1]

上述业务场景的实现离不开底层通信网络技术的支撑。其中，无线接入网（Radio Access Network, RAN）是通信网络中极为重要的一个环节，它承载了光纤核心骨干网和移动用户终端之间的连接。高质量通信业务的实现需求也在不断推动着无线接入网架构的更新与技术的发展。由于光纤传输的大容量、低损耗等特性，目前无线接入网架构中各个单元之间的信息传输主要由光纤链路承载。

图1-2展示了无线接入网架构的发展历程。在2G/3G通信时代，无线接入网采用分布式架构（Distributed Radio Access Network, D-RAN）。它的核心单元是宏基站（Macro Base Station），主要包括天线、远端射频单元（Remote Radio Unit, RRU）和完整的基带处理单元（Baseband Unit, BBU）。宏基站与核心网之间的连接由光纤回传（Backhaul）网络实现。由于2G和3G采用的无线空口工作频段较低，衰减较小，所以宏基站的覆盖范围较广，但是宏基站占地面积大，功耗大，需要投入大量的运营维护成本。对于4G通信，通信容量的增加意味着需要更多的频谱资源，因此4G采用了相比前几代通信技术更高的无线空口工作频段。高频段的电磁波意味着更大的传输衰减，这会导致基站覆盖面积减小，需要更加密集的布站。为减小布站成本，4G采用集中式接入网架构^[2]（Centralized Radio Access Network, C-RAN）。它的主要特征是通过解耦宏基站的功能模块，将成本功耗较大的BBU从基站侧去除，集中部署到机房，形成BBU池（BBU Pool），基站主要由天线、RRU等构成。这样大大

简化了基站的结构，降低了基站部署的成本。其中，前传（Fronthaul）链路连接了BBU池和RRU，保证了基站侧和BBU之间信息的有效传输。C-RAN架构的优点还在于简化网络维护，同一机房内的BBU之间可以协作、资源共享，方便资源调度和协同多点传输（Coordinated Multi-Point, CoMP），提高网络效率^[3]。5G则在4G接入网架构的基础上进行了进一步的功能划分，根据不同的基带处理功能，BBU被进一步划分为中央单元（Centralized Unit, CU）和分布单元（Distributed Unit, DU）^[4]，基站侧的射频单元和天线整合在一起，称为有源天线单元（Active Antenna Unit, AAU）。前传链路承载了DU和AAU之间的信息传输；CU和DU之间的链路称为中传（Midhaul）^[5]；核心网与CU之间的连接则通过回传网络实现。

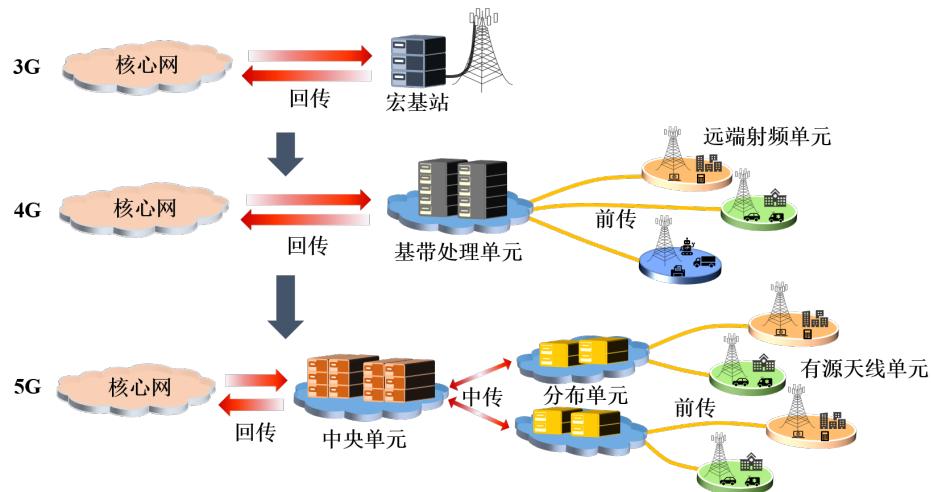


图 1-2 无线接入网架构演变过程

未来，6G将于2030年左右商用，目前对6G通信技术的研究也在火热进行当中。表1-1对比了4G、5G和6G的各项指标^[6]，可见6G将对上下行链路的速率、传输的频谱效率、链路延时等方面有更高的要求，这也对光纤承载的无线接入网提出了新的要求，比如更大的带宽、更低的延时、更精确的同步等。本文我们主要研究无线接入网中光纤承载的前传系统。

表 1-1 4G、5G、6G 网络的要求^[6]

KPI	4G	5G	6G
Peak Data Rate	100 Mb/s	20 Gb/s	$\geq 1 Tb/s$
Network Energy Efficiency	$1\times$	10-100 \times that of 4G	10-100 \times that of 5G
Area Traffic Capacity	$0.1 Mb/s/m^2$	$10 Mb/s/m^2$	$1 Gb/s/m^2$
Connectivity Density	$10^5 Devices/km^2$	$10^6 Devices/km^2$	$10^7 Devices/km^2$
Latency	10 ms	1 ms	10-100 μs

1.2 光纤承载的前传研究现状

实现C-RAN架构的一个重要挑战就是前传系统。作为基带处理单元和远端射频单元之间的连接，前传系统承载的数据量要远大于回传的数据量^[7]。由于前传的传输距离短并对成

本较为敏感，所以前传系统的设计主要围绕高速率、高频谱效率、低功耗、低成本的目标进行。

1.2.1 物理层处理流程

图1-3展示了基带信号处理的流程^[8, 9]。以下行（Downlink, DL）为例，传输的数据先分别通过分组数据汇聚协议层（Packet Data Convergence Protocol Layer, PDCP Layer）、无线链路控制层（Radio Link Control Layer, RLC Layer）和介质访问控制层（Medium Access Control Layer, MAC Layer）的处理，主要操作包括对IP（Internet Protocol）包数据进行包头压缩和加密，数据包的重排序、分割、重组、级联，数据包的复用及优先级调度处理等。经过MAC层处理的比特（Bit）数据以传输块（Transport Block, TB）的形式进入物理层（Physical Layer）。

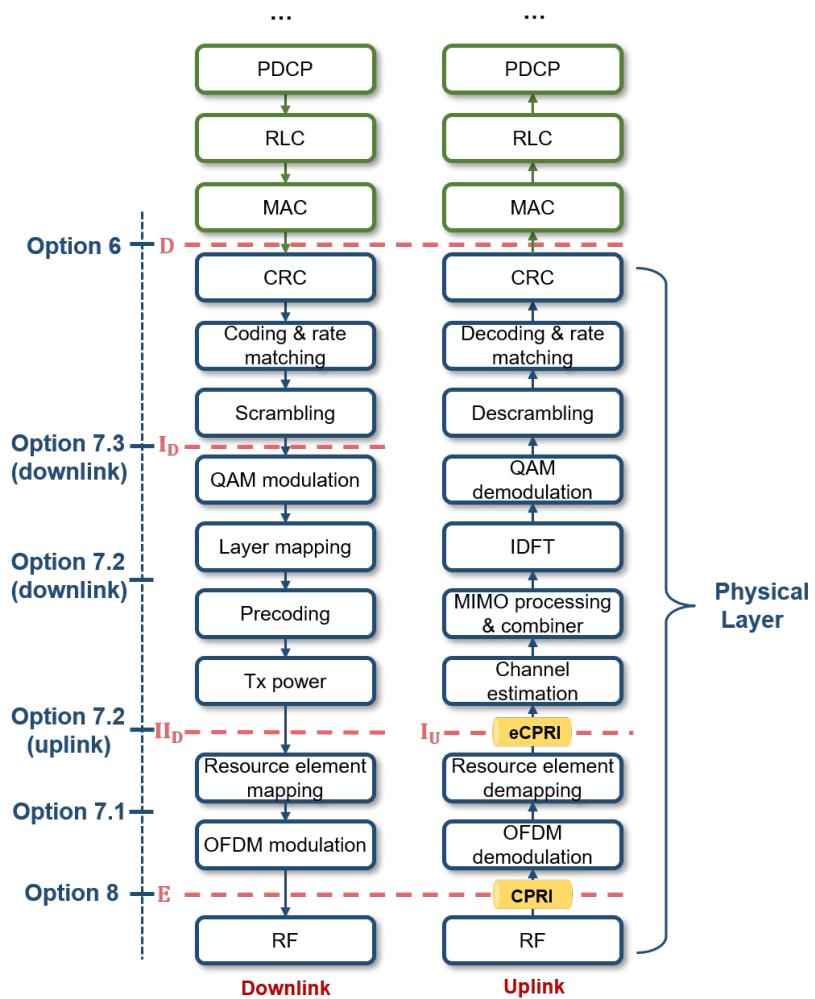


图 1-3 基带信号处理流程^[8, 9]

物理层的处理目标是将TB经过处理后变成最后天线发射的正交频分复用（Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM）信号。物理层首先对TB添加校验比特，即循环冗余校验（Cyclic Redundancy Check, CRC）环节，用于检验收端是否正确接收信号及是否需要重传数据。接着TB经过信道编码过程，主要目的是通过纠错码来保证传输信息的正确性。

为了使传输数据量和实际的无线资源块匹配，信道编码后的数据需要经过速率匹配（Rate Matching）处理，主要是通过重复添加某段数据或者丢弃一部分数据来完成。经过这一操作后的比特数据流称为码字（Codeword）。产生的码字先经过扰码（Scrambling）来避免小区或用户间的干扰，通过将码字和一段已知序列进行异或运算实现。接着，将加扰后的比特流进行调制，一般采用正交幅度调制（Quadrature Amplitude Modulation, QAM），调制阶数需要根据无线信道质量等因素确定。调制产生的 QAM 符号（Symbol）流经过层映射（Layer Mapping）和预编码（Precoding）操作，将串行数据流变为并行多层数据流，并与多天线进行匹配。资源单元映射（Resource Element Mapping）是分配承载符号数据流的子载波和时隙（二维时频资源），然后生成 OFDM 信号。基带 OFDM 信号经过上变频等射频（Radio Frequency, RF）信号处理变为射频信号通过天线发射。

在 4G 前传中，采用了 E 的功能划分，基带 OFDM 信号的产生在 BBU 侧完成，前传系统将无线 OFDM 信号通过光纤传输到 RRU 侧，RRU 侧将基带信号处理后变成射频信号并通过天线发射信号。通用公共无线电接口（Common Public Radio Interface, CPRI）协议^[7] 定义了 4G 前传接口的传输规则，主要是将 OFDM 信号量化编码为数字比特信息通过光纤传输，收端将比特信息重新译码为无线信号，详细的过程将在第 2.3.1 节中讲述。这一方式的优点在于可以将无线 OFDM 信号几乎无失真地传输到 RRU 端，缺点是前传需要承载的数据量要远大于 MAC 层用户的数据量，对光纤传输系统有比较高的要求。

在 5G 时代，用户数据量的持续增长，对前传系统的承载能力提出了极大的挑战，为了尽量降低前传系统的成本，5G 前传的功能划分点上移，BBU 与 RRU 的功能划分点为低物理层（Low Physical Layer）。它的接口协议被定义为增强型通用公共无线电接口^[9]（Enhanced Common Public Radio Interface, eCPRI），采用了 I_D 、 II_D 与 I_U 的功能划分点： I_D 划分方式适用于下行，前传系统传输码字信息； II_D 与 I_U 划分方式则传输经过资源单元映射后的信号，也就是频域信号。功能划分点选取的越高，集中式架构带来的增益就越小，原因是基站体积的增大和信号集中化处理的减少，但能够减小对前传数据速率、延时和同步的要求。功能划分点的选择是集中化处理和前传承载数据量之间的一个折中。

1.2.2 前传组网方式

前传系统由光纤承载，它的组网方式主要分为四种^[10, 11]：1) 光纤直连；2) 无源波分复用；3) 有源波分复用；4) 半有源波分复用。

光纤直连方案是将 DU 与每个 AAU 的端口单独用光纤进行点到点的直连，它的优点是部署方式简单，传输延时小；缺点是对光纤资源的消耗量大，缺少网络保护，对 uRLLC 设备的支持可靠性比较低。

无源波分复用方案是在 AAU 和 DU 都安装无源的波分复用设备，它的好处是在于节省了大量的光纤资源，且无源设备比较便宜；缺点是波分复用器件的插入损耗会使光链路预算增加，且运维比较困难，故障难以定位。

有源波分复用方案或者说光传送网方案，采用有源设备实现波分复用。它的优点是节省光纤资源，且可以实现网络的保护，增加通信的可靠性等；缺点是设备的成本比较高。

半有源波分复用方案则是无源波分复用和有源波分复用的一个折中。它在 AAU 侧部署彩光模块，采用无源波分复用，在 DU 侧部署有源波分复用设备。相较于有源波分复用，降低了设备成本，但仍可以提供网络的保护，总的成本仍要高于无源波分复用方案。

无论是哪一种方案，面对快速增加的数据量，都需要尽可能地增加每一条链路的传输容

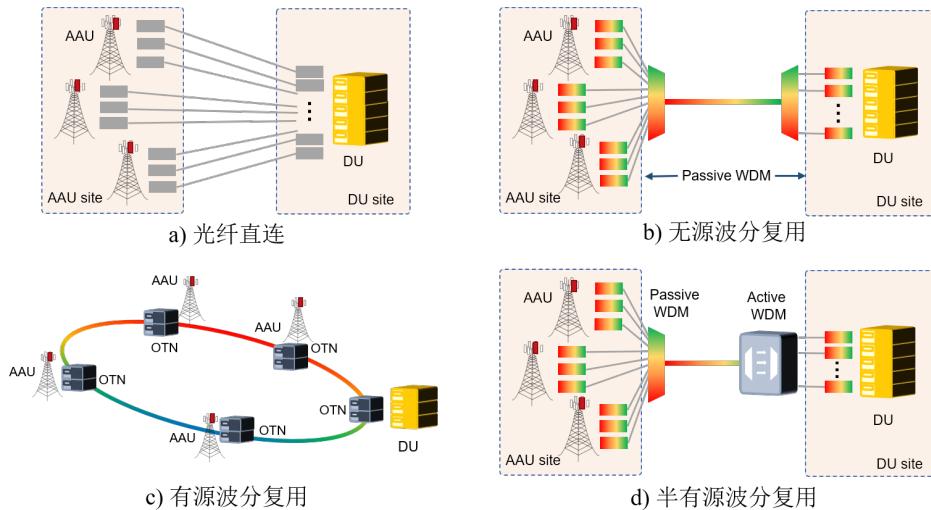


图 1-4 前传组网方式^[10, 11]

量。因此，针对单条链路的高效前传传输架构的研究是前传中的一个重要研究点。

1.2.3 相关工作

在前传系统中，用光纤承载无线信号的技术称为光载无线（Radio-over-Fiber, RoF）技术，主要可以分为数字光载无线（Digital RoF, D-RoF）技术和模拟光载无线（Analog RoF, A-RoF）技术。目前，对 RoF 技术的研究有一大部分仍然是基于 CPRI 功能划分的，即如何将无线 OFDM 信号以高保真度、高效率、低成本地在 BBU 和 RRU 之间传输；也有一部分研究基于 eCPRI 划分进行。本文我们主要研究基于 CPRI 功能划分的 RoF 技术。表 1-2 总结了近几年一些前传 RoF 技术的研究成果。数字前传方面，主要研究点在于通过不同的量化编码方式，尽量减少前传的数据量，比如数据压缩、部分比特采样和 delta-sigma 调制等方式；模拟前传的主要研究点包括基于角度调制来增加信号带宽以提升信号传输质量，信号的时频域复用方案以及一些数字信号处理（Digital Signal Processing, DSP）辅助的信号损伤补偿方法等。此外一些数字模拟混合传输的 RoF 架构也在研究当中。

表 1-2 前传 RoF 研究工作

技术类别	研究内容	代表文献
数字前传	数据压缩	[12-15]
	部分比特采样	[16]
	差分编码	[17-20]
	基带/中频/射频信号的 delta-sigma 调制	[21-27]
模拟前传	角度调制（调频/调相）	[28-31]
	时分复用，兼容 CPRI 协议	[32]
	DSP 辅助的低复杂度频域载波聚合方案	[33, 34]
	脉冲宽度调制	[35]
	多中频复用	[36-39]
	神经网络补偿模拟传输非线性损伤	[40]

光纤传输系统也是 RoF 技术中的一个重要环节，一般主要分为直调直检（Intensity Modulation Direct Detection, IMDD）系统和相干（Coherent）系统。IMDD 系统将信息调制到光的强度上，它的优点在于实现成本低、功耗小，缺点在于只利用了光的一个维度，且信号损伤补偿难度大；相干系统采用相干接收，它的优点在于利用了相干光的两个偏振、幅度、相位四个维度，传输速率高，且信号损伤补偿能力强，缺点在于实现成本高、功耗大。两者的具体系统结构将在第2.4节中进行详细介绍。在 4G 和 5G 前传中，主要采用 IMDD 系统传输，以降低前传系统的部署成本，业界对基于 IMDD 系统的前传方案也有深入的研究。当然，为了提高前传系统的承载能力，目前业界也开始了基于相干系统的前传方案研究，随着未来相干下沉，低成本相干技术有望应用于前传系统。

1.3 本文的主要内容和章节安排

目前，光纤承载的无线前传已经成为无线接入网技术革新的一个重要方面，面向 6G，我们需要大容量、高性能、低成本、低延时的前传 RoF 技术。文章 [41] 提出了基于 IMDD 系统的数模混合光载无线架构，本文在此基础上提出了基于相干架构的数模混合光载无线系统。该方案针对相干系统特有的信号损伤，提出了适用于数模混合信号的相干损伤补偿方法，并且能够极大地简化相干系统收发端的编解码算法，大幅提升了前传的承载能力。文章主要内容和章节安排如下：

第一章主要介绍了无线接入网发展的过程、面临的问题，引出了无线前传的定义，概括介绍了物理层基带信号处理流程，并说明了无线前传的组网方式和基本要求。在此基础上，简要总结了目前用于前传的 RoF 技术的研究热点与相关工作。

第二章主要介绍与前传 RoF 系统相关的基本技术。首先，我们将会介绍关于无线前传系统的几个衡量指标。其次，我们将讲述在前传系统中传输的无线 OFDM 信号调制与解调的基本流程。之后，我们将分别介绍一些经典的数字光载无线和模拟光载无线技术，包括数字光载无线技术中对无线信号的量化、编码和模拟光载无线中的频域载波聚合和时域复用方案等，这些技术主要是在发端和收端对无线信号进行处理。除了以上内容，我们还会介绍前传中很重要的光纤传输系统，分为 IMDD 和相干光纤传输系统两部分介绍，包括两个系统的结构和器件等。

第三章详细描述了我们提出的基于相干架构的数模混合光载无线系统，主要内容包括：数模混合信号的调制与复用，相干发端信号处理，相干收端信号处理和数模混合信号解复用与解调。

第四章则是从理论上分析了数模混合光载无线架构，推导了增益的来源，并将理论推导的公式与仿真结果相互验证。我们还通过简化的系统仿真，对系统中的重要参数进行了优化设计，确定了各个参数的取值。

第五章则根据第三章和第四章的描述，搭建了相干数模混合光载无线实验系统，通过实验演示了这一前传系统架构，能够达到较好的性能和较高的传输速率。

第六章对所做工作进行了总结，并分析了未来前传 RoF 技术的发展方向。

第二章 用于前传的光载无线系统

本章主要介绍前传 RoF 系统相关的一些基本概念和经典技术。首先，我们介绍了衡量前传 RoF 系统的三个主要指标；之后从原理上描述了无线 OFDM 信号的调制与解调方法。在此基础上，我们介绍了前传 RoF 系统中无线信号的收发端处理方案，包括基于 CPRI 的经典数字前传方案和模拟前传的信号复用方案。最后，我们描述了用于前传的光纤传输系统结构，分为直调直检（IMDD）光纤传输系统和相干光纤传输系统两类。

2.1 前传系统衡量指标

2.1.1 CPRI 等效速率

CPRI 等效速率（CPRI-Equivalent Data Rate）是衡量前传 RoF 系统信号速率的一个指标。它以在 CPRI 协议下，数字 RoF 系统所传输的信号速率（单位：bit/s）为标准进行衡量，具体的计算方法如公式2-1所示：

$$EDR = f_s \cdot N_{MIMO} \cdot N_{sector} \cdot B_s \cdot H_L \cdot H_C \quad (2-1)$$

其中， f_s 是信号的采样率（Sampling Rate）， B_s 是量化比特数，在 CPRI 协议中一般采用 15 bit 量化^[7]，所以一个复数信号共量化为 30 bit，即 $B_s = 30$ ， H_L 和 H_C 分别是线路码（Line Code）和控制字（Control Word, CW）开销，一般取 $H_L = 10/8$ ， $H_C = 16/15$ 。 N_{MIMO} 和 N_{sector} 则分别与 MIMO 维度数和天线扇区（Antenna Sector）数有关。

2.1.2 误差矢量幅度

在通信系统中，信噪比（Signal-to-Noise Ratio, SNR）是一个重要的指标。它衡量了信号经过传输后的质量，定义为信号功率与噪声功率的比值，公式2-2是 SNR 的线性值计算方法，通常，我们会进一步取对数，以 dB 为单位表示。

$$SNR = \frac{P_{signal}}{P_{noise}} \quad (2-2)$$

在前传系统中，除了 SNR，我们一般还会采用误差矢量幅度（Error Vector Magnitude, EVM）来衡量信号传输质量，它和 SNR 的关系如公式2-3所示，

$$EVM = \sqrt{\frac{1}{SNR}} \times 100\% \quad (2-3)$$

表2-1展示了 3GPP 标准中规定的不同调制格式 QAM 信号对应的 SNR 和 EVM 要求^[42]。

2.1.3 带宽开销

前传中还有一个需要考虑的重要因素是传输无线信号的光纤系统带宽开销，我们用传输的光信号带宽与无线信号本身的带宽之比来衡量^[43]，如公式2-4所示。 R 本质上体现了前传系统的频谱效率（Spectral Efficiency, SE）。对于 A-RoF，如果不考虑相位调制等增加模拟信号带宽的方式，一般可以认为 $R = 1$ ，即光域信号的带宽和原无线信号带宽相同；对于一般的 D-RoF， R 要远大于 1。

$$R = \frac{B_{optical}}{B_{wireless}} \quad (2-4)$$

表 2-1 不同调制格式 QAM 信号的 SNR 和 EVM 阈值^[42]

QAM	SNR (dB)	EVM (%)
QPSK	15.1	17.5
16	18.1	12.5
64	21.9	8
256	29.1	3.5
1024	32.0	2.5

2.2 无线信号调制与解调

2.2.1 OFDM 原理

在 CPRI 接口的功能划分下, 前传系统需要传输的无线信号是基带 OFDM 信号, 或者称为同相正交 (Inphase Quadrature, IQ) 信号。本节将介绍无线基带 OFDM 信号的调制与解调方法。

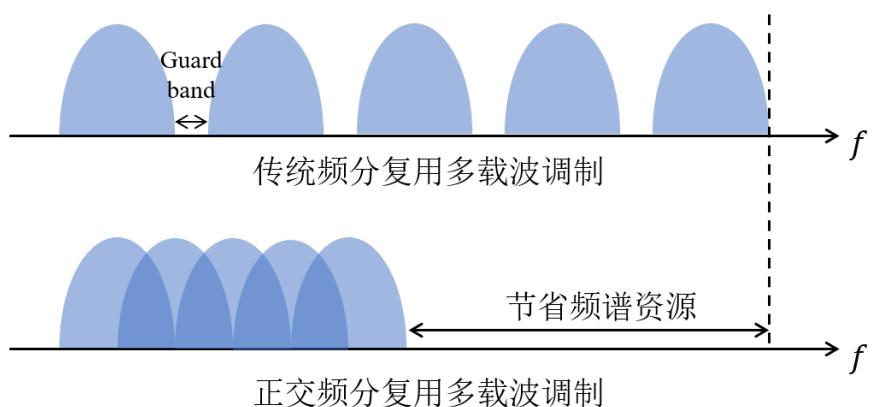


图 2-1 频分复用多载波技术比较

OFDM 是频分复用多载波技术的一种, 它通过频域的复用实现数据的并行传输, 并对多径效应导致的频谱选择性衰落有较强的抵抗能力。图2-1展示了传统频分复用和正交频分复用的频域对比, 传统频分复用的各个子载波之间需要有一定的保护间隔, 以避免频谱混叠。为了提高频谱的利用效率, OFDM 采用正交的子载波承载信息, 即使子载波之间存在频谱重叠, 但由于正交性, 不会影响信号的解调。

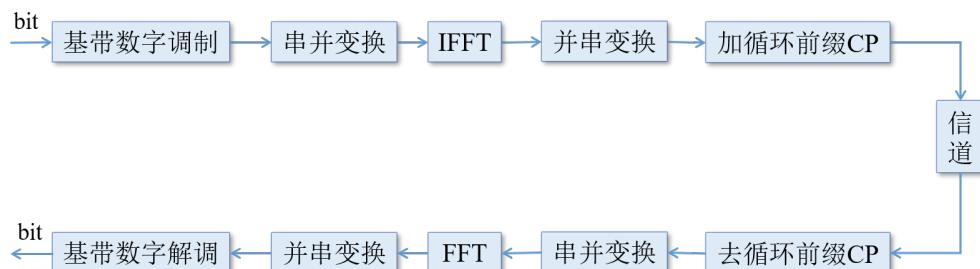


图 2-2 OFDM 调制与解调流程图

图2-2展示了OFDM调制与解调的过程。首先，串行输入的比特流经过QAM调制变为串行的符号流。接着，一路串行的QAM符号流进行串并变换，变为并行度为N的符号流。以每N个并行QAM符号为一组（Block）调制到N个正交子载波上，构成了一个OFDM符号。公式2-5从数学上展示了这一个过程：

$$s[n] = \sum_{k=0}^{N-1} (a_k + j b_k) e^{j \frac{2\pi}{N} k n}, n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (2-5)$$

其中， $a_k + j b_k$ 是调制产生的复数QAM符号， $e^{j \frac{2\pi}{N} k n}$ 是正交的子载波， $s[n]$ 是加载了QAM符号后的N个正交子载波时域波形的N个采样点，是离散时间信号，在发端经过数模转换器（Digital-Analog Converter, DAC）后即变为连续的波形。如果忽略系数的差异，公式2-5就是快速傅里叶反变换（Inverse Fast Fourier Transform, IFFT）的计算公式，因此OFDM调制的过程可以通过DSP中的IFFT来实现，相当于原先的QAM符号流是频域信息。经过IFFT后的信号（时域采样点）仍然是一个并行度为N的信号，需要经过并串变换。在信号传输之前，还需要添加循环前缀（Cyclic Prefix, CP）。因为OFDM信号对载波间的正交性要求很高，在传输过程中由于各种噪声、时延等问题，各个子载波之间无法保持良好的正交性。所以我们会额外给每个OFDM符号添加保护间隔（循环前缀），即截取每个时域OFDM符号中后面一部分的信息（采样点），将其添加到OFDM符号的前端，如图2-3所示，具体循环前缀的长度需要结合信道的最大延时考虑。添加循环前缀后的串行信号经过DAC、上变频等操作后可以在信道中传输。

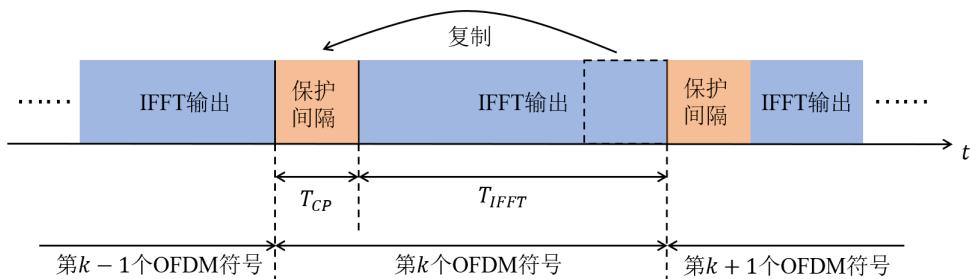


图 2-3 循环前缀添加示意图

在接收端，OFDM信号的解调是发端调制过程的逆过程。经过模数转换器（Analog-Digital Converter, ADC）采样后得到的串行数字信号需要先去掉循环前缀，然后变换为并行度为N的并行数据流，接着，并行的数据经过快速傅里叶变换（Fast Fourier Transform, FFT）解调出基带QAM符号，最后QAM符号流进行并串变换，判决解调出比特数据。

2.2.2 OFDM信号特征及参数设置

无线OFDM信号的特征是前传RoF系统需要考虑的重要因素之一。从概率统计上看，OFDM信号的同相正交（IQ）分量的幅度都满足高斯分布，整个OFDM复数信号是一个复高斯分布。图2-4通过仿真展示了同相正交分量幅度的统计直方图和理论高斯分布的概率密度函数曲线，两者基本吻合。高斯分布OFDM信号的另一个特点在于它的峰值功率和平均功率的比值，即峰均功率比（Peak-to-Average Power Ratio, PAPR）很高，这会导致一些问题。比如当系统的峰值功率受限时，信号的平均功率会比较小，器件的效率降低，还有非线性噪声大的问题等。所以一般需要对OFDM信号进行剪切（Clipping）操作，以降低PAPR，具体剪切的程度需要根据系统优化。

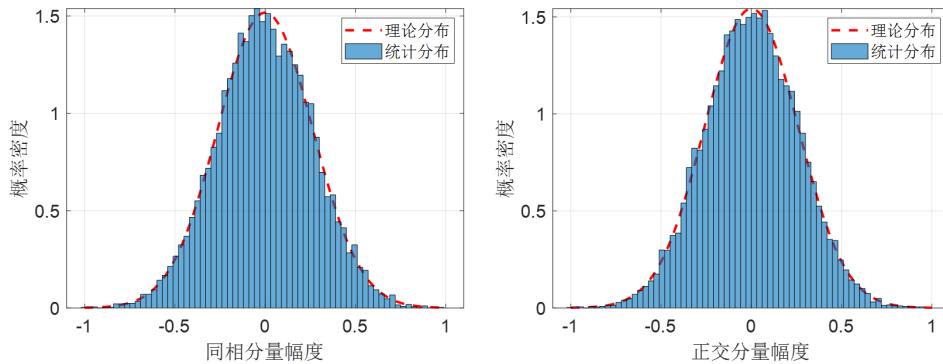


图 2-4 OFDM 信号幅度概率统计分布图

表2-2展示了3GPP规定的4G和5G无线OFDM信号的参数^[44, 45]，可以看出有效子载波数目小于FFT点数。从频域上来看，即一部分子载波是不加载信息的；从时域上来看，这是一个时域过采样（Oversampling）的信号，存在一定的冗余。

表 2-2 4G 和 5G 信号的 OFDM 参数^[44, 45]

参数	4G-LTE	5G-NR
有效子载波数目	1200	3300
FFT 点数	2048	4096
子载波间隔 (kHz)	15	30
采样率 (MSa/s)	30.72	122.88

2.3 无线信号的收发端处理

前传RoF系统主要可以分为数字RoF系统和模拟RoF系统两大类，它们的区别在于对无线信号的处理，或者说光纤承载的信息的形式。数字RoF是将无线基带信号通过量化、编码成比特信息，将比特流通过数字光纤传输系统在BBU和RRU之间传输，收端将比特译码，重新恢复出无线信号。模拟RoF则是将原本的电域无线信号波形调制到光域，光信号保留了原先无线信号的波形。本节将分别介绍经典的数字和模拟RoF系统中对无线信号的处理方案。

2.3.1 用于数字传输的量化技术

对于数字RoF，我们将以经典的CPRI协议方案为例介绍，主要阐述信号量化、编码的理论和CPRI中具体的参数要求。

假设一个模拟实信号 $x(t)$ ，它的幅值的均值为 0，幅值范围是 $[-x_p, x_p]$ ，用 q bit 对这一信号的采样值 $x(nT_s)$ 进行量化，则一共有 $L = 2^q$ 个量化电平。我们假定采用均匀量化方式，则可以计算出量化阶为：

$$\Delta = \frac{2x_p}{L} = \frac{2x_p}{2^q} \quad (2-6)$$

对取值连续的模拟信号进行量化会引入量化误差，这一误差引入后无法消除，可以等效为一种噪声，称为量化噪声。对于量化噪声，一般有以下四个假设^[46]：

1. 量化噪声是一种加性噪声;
2. 量化噪声的概率分布与信号分布无关;
3. 量化噪声幅度在 $[-\frac{\Delta}{2}, \frac{\Delta}{2}]$ 范围内均匀分布;
4. 量化噪声是一种白噪声。

基于以上假设，我们可以计算出量化噪声的功率：

$$N_q = \frac{\Delta^2}{12} = \frac{x_p^2}{3L^2} \quad (2-7)$$

所以量化信噪比为：

$$SQNR = \frac{S}{N_q} = \frac{\overline{x^2(t)}}{x_p^2} \cdot 3L^2 = \frac{3}{PAPR} \cdot L^2 = \frac{3}{PAPR} \cdot 2^{2q} \quad (2-8)$$

其中， $PAPR$ 是信号的峰均功率比，与信号的概率分布有关。比如，对于一个均匀分布信号， $PAPR = 3$ ；对于高斯分布 $N(0, \sigma^2)$ 的信号，理论上 $PAPR$ 是无穷大，一般我们可以将其幅度限制在 $[-4\sigma, 4\sigma]$ 之间，只有 0.003% 的点不在这一区间内，所以 $PAPR = 16$ 。根据公式2-8可知，量化比特数 q 每增加 1 bit， $SQNR$ 增加 6 dB。

在对信号完成量化以后，我们需要对量化后的信号进行编码，即对量化电平和比特序列进行一一映射。下面将以常用的自然二进制编码为例介绍。表2-3展示了用 4 bit 编码量化电平的映射表。

表 2-3 自然二进制编码映射表

量化电平序号	信号极性	自然二进制码			
15	正极性	1	1	1	1
14		1	1	1	0
13		1	1	0	1
12		1	1	0	0
11		1	0	1	1
10		1	0	1	0
9		1	0	0	1
8		1	0	0	0
7	负极性	0	1	1	1
6		0	1	1	0
5		0	1	0	1
4		0	1	0	0
3		0	0	1	1
2		0	0	1	0
1		0	0	0	1
0		0	0	0	0

在光纤系统中传输编码后的比特码元时，如果系统的信道条件较差，会导致接收比特的误码，错误的比特会导致译码的量化电平错误，等价于引入了噪声，这一部分噪声称为误码噪声。下面推导误码噪声功率的计算过程。设 q bit 自然二进制编码是 $b_{q-1}b_{q-2}\cdots b_1b_0$ ，则对应的电平数为 $b_{q-1}2^{q-1} + b_{q-2}2^{q-2} + \cdots + b_12^1 + b_02^0$ 。假设每个比特的出错概率相同，两个

比特同时出错的概率忽略不计，第 i 个比特 b_i 出错导致的译码的量化电平误差为 $2^i\Delta$ 。所以量化电平误差的均方值为：

$$\sigma_e^2 = \frac{1}{q} \sum_{i=0}^{q-1} 2^{2i} \Delta^2 = \frac{1}{q} \cdot \frac{2^{2q} - 1}{2^2 - 1} \Delta^2 \approx \frac{1}{3q} 2^{2q} \Delta^2 \quad (2-9)$$

设每个比特的错误概率（误码率）为 P_e ，误码噪声的功率为：

$$N_e = qP_e\sigma_e^2 = \frac{P_e}{3} 2^{2q} \Delta^2 = \frac{P_e}{3} L^2 \Delta^2 = \frac{4P_e}{3} x_p^2 \quad (2-10)$$

综合考虑量化噪声和误码噪声，模拟信号经过采样量化编码，然后在信道传输，最后恢复出的信号 SNR 为：

$$SNR_r = \frac{S}{N_q + N_e} = \frac{\overline{x^2(t)}}{\frac{x_p^2}{3L^2} + \frac{4P_e}{3} x_p^2} = \frac{3}{PAPR} \cdot \frac{L^2}{1 + 4L^2 P_e} \quad (2-11)$$

CPRI 协议采用 15 bit 对无线信号进行均匀量化，即对一个复数（IQ）信号，同相和正交分量各用 15 bit 进行量化，总共用 30 bit 对一个复数采样点进行量化^[7]。CPRI 协议中还规定了传输的控制字（CW）与用户数据比特的比例为 1:15^[7]，所以公式2-1中的 $H_c = 16/15$ ，图2-5展示了 CPRI 中一帧数据的结构^[7]。

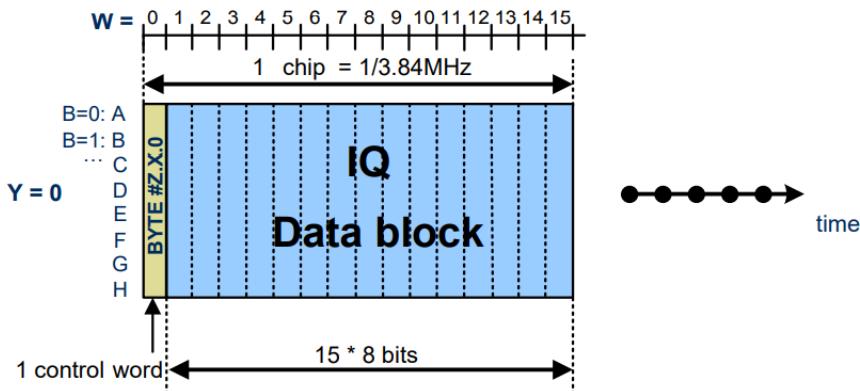


图 2-5 CPRI 基本帧结构（以 614.4 Mbit/s 为例）^[7]

除此之外，为了减小甚至消除传输产生的误码噪声，还需要在发送端对量化编码后的比特数据进行信道编码。CPRI 协议中的线路码冗余度为 10/8，所以公式2-1中的 $H_L = 10/8$ 。通过前向纠错编码（Forward Error correction, FEC），并且采用光开关键控（On-Off Keying）这一低阶调制格式来提高对噪声的容忍度，CPRI 可以保证无误码传输，所以无线信号经过 CPRI 接口的传输后只受到量化噪声，可以计算出信号的 SNR 为：

$$SNR_{CPRI}(dB) = SQNR_{CPRI}(dB) = 10 \lg(\frac{3}{16} \cdot (2^{15})^2) = 83(dB) \quad (2-12)$$

可以看出，基于 CPRI 协议的数字 RoF 传输方案可以保证极高质量的无线信号传输，但它的缺点在于量化比特的数目很多，并且采用光域的 OOK 低阶调制，频谱效率低下，对系统的带宽要求很高。尤其面对通信数据量的快速增加，传统的 CPRI 协议方案的带宽开销会极大地增加前传光模块的成本，不利于密集布站。目前，业界也研究了不同的数字 RoF 方案，比如对量化数据量进行压缩，采用 delta-sigma 量化等方法。尽管如此，CPRI 方案依然可以作为一个经典的方案来衡量其他方案的传输效率。

2.3.2 用于模拟传输的复用技术

模拟 RoF 本质上是将电域的无线信号波形调制到光域上，它的优点在于频谱效率很高，且器件的成本较低，适合密集布站。在模拟 RoF 中，一般需要将每个通道（Channel）的低带宽信号通过不同的复用技术变为一个大带宽的信号。下面将分别介绍常用的时频域复用方案。

(1) 频域载波聚合

频域载波聚合可以通过模拟器件实现，也可以通过 DSP 辅助完成。Xiang Liu 博士等提出了基于 FFT 的低复杂度 DSP 聚合方案^[33]。在这一方案中，来自不同通道的 IQ 基带信号，先做 N 点 FFT 操作转化为频域信息。为了兼容 CPRI 接口的协议，控制字（CW）比特序列调制为 16-QAM 的符号，通过 K 点 FFT 转换到频域。接着，需要从频域将这些低带宽的信号进行频分复用（Frequency Division Multiplexing, FDM），即做一个信道映射，把不同通道的 IQ 信号和 QAM 符号的频谱搬移到合适的位置，再做 IFFT 转换为时域信息。需要注意的是，这一方案在基于 IMDD 传输时要保证是一个实数信号。所以，在进行 IFFT 之前，我们需要将整个 FDM 信号的频谱做共轭对称的处理。整个 IFFT 的点数为 M 。收端的处理流程和发端相反，先将信号经过 M 点 FFT，然后取其正频谱部分，经过信道解映射，分离出不同通道的信号做 N 点 IFFT，对于 CW 的 QAM 符号采用 K 点 IFFT。

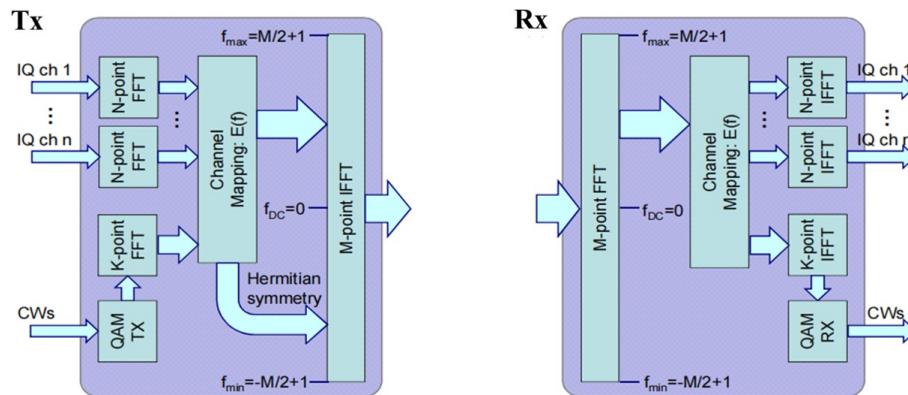


图 2-6 频域载波聚合 DSP 流程^[33]

图2-7呈现了仿真的频谱结果，采用 32 个 20 MHz 的 4G-LTE 信号，每个的采样率是 30.72 MHz，16-QAM 信号的带宽为 491.52 MHz，取 $N = 16$, $M = 256$, $K = 2048$ 。在内侧的占据较大带宽的是 16-QAM 信号，在其外侧的是 32 个 4G-LTE 信号，因为这些信号是过采样信号，所以从频域上看，经过载波聚合以后，每个子载波之间存在一定的保护间隔。实际上，由于受到系统带宽的限制，在外侧的高频信号受到的滤波损伤更严重，性能会略差于内部的子载波。

这一载波聚合（频分复用）方案，通过低复杂度的 DSP，将不同通道的低带宽信号聚合为大带宽信号。一些新的模拟 RoF 方案也可以在此基础上，对聚合后的信号进行后续的处理，比如相位调制等等。

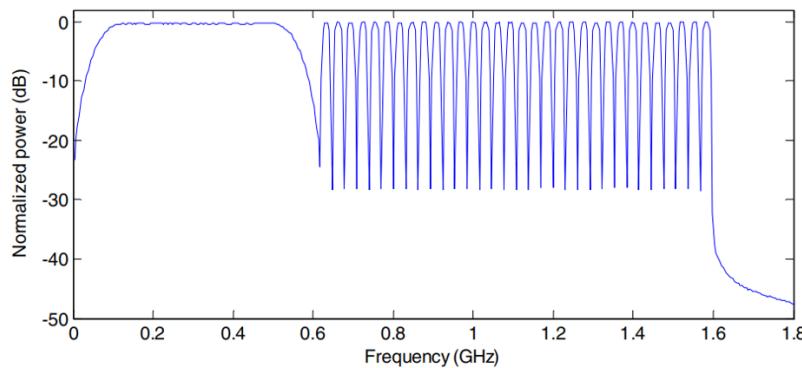


图 2-7 频域载波聚合仿真频谱图^[33]

(2) 时域复用

除了频域复用外，也可以将信号在时域复用。Xiang Liu 博士也提出了时分复用（Time Division Multiplexing, TDM）方案^[32]，该方案能够兼容 CPRI 协议，并且能够一定程度上补偿模拟无线信号波形传输的损伤。图2-8展示了 IQ 信号和 CW 信号时域复用的架构图。首先，对来自不同通道的 IQ 信号和 CW 信号进行分离，把不同通道的 IQ 信号通过时分多址（Time Division Multiple Access, TDMA）的方法聚合，CW 比特也按照同样的聚合方案进行。接着，对经过脉冲编码调制（Pulse Code Modulation, PCM）的 IQ 采样点进行 4:3 的下采样，原因是输入的无线 OFDM 信号是一个过采样信号，可以通过降采样来减小传输的数据量。对 CW 比特的操作是将其调制为 16-QAM 符号，并添加一段 16-QAM 的训练序列。之后，再将这两部分信号进行时分复用，并通过脉冲成形滤波器。为了得到实数信号，还需要将信号上变频（Up-Conversion），并取实部。这一时分复用的信号经过电光转换调制为光信号，在 IMDD 光纤系统中传输。在收端，先将信号进行下变频（Down-Conversion），并匹配滤波。在信号经过同步后，为了减小码间串扰带来的影响，需要均衡算法。因为 CW 和 IQ 信号是时分复用的传输，所以可以共用均衡器的抽头系数，可以采用 16-QAM 的符号序列训练得到均衡器的抽头系数，并将这一均衡器用于对整个序列的均衡。这一方案解决了模拟 IQ 信号难以直接均衡的问题，可以减小系统对 IQ 信号的损伤，提升传输性能。

这一方案兼容了 CPRI 协议，通过数字 CW 信号和模拟 IQ 信号的时分复用，两者共用均衡器抽头系数，有效提升了模拟信号的传输质量，并且频谱效率较高。

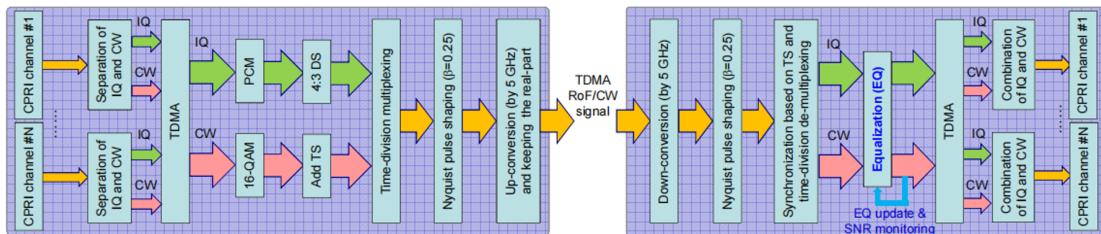


图 2-8 时分复用 DSP 流程图^[32]

总体来说，模拟 RoF 技术的优点在于频谱效率高，带宽开销低，但它的缺点在于信号的传输质量较低，几乎无法满足前传系统的 EVM 要求。目前，业界也正在积极研究提升模拟 RoF 传输性能的方案。

2.4 光纤传输系统

无论数字还是模拟 RoF 系统，在发端对无线信号处理后，都需要将信号通过光纤传输。本节将主要介绍直调直检和相干光纤传输系统的结构。

2.4.1 直调直检光纤传输系统

直调直检（IMDD）系统，或者说强度调制-直接检测系统，将电信号调制到光的强度上，收端用光电探测器（Photodiode, PD）进行强度探测。它的系统结构较为简单，成本低，目前的前传光模块主要采用这一系统方案。图2-9展示了 IMDD 光纤传输系统的架构图。由于 IMDD 系统只能探测光信号的强度，无法探测相位信息，所以它只能承载一路实数信号，也不能偏振复用。传输的实数信号一般可采用脉冲幅度调制（Pulse Amplitude Modulation, PAM）、离散多音（Discrete Multi-tone, DMT）调制，或者将复数信号上变频后做频谱共轭对称。经过 DSP 处理后的电域信号，先经过电放大器（Electrical Amplifier, EA）放大，然后通过直接调制激光器（Directly Modulated Laser, DML）调制到光域，经过光纤传输后，在接收端用 PD 平方探测，再经放大后到 DSP 芯片处理。

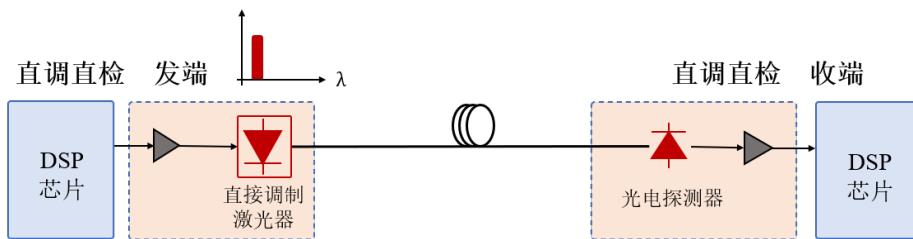


图 2-9 直调直检系统架构图

传统 IMDD 系统由于无法探测相位信息，所以难以实现光纤色散补偿。色散会限制 IMDD 系统的传输距离和符号率。根据公式2-13， L_{max} 表示最大传输距离， β_2 是与色散相关的参数， R_B 是信号的符号率，信号的符号率每提升一倍，色散容限度就会变为原来的四分之一。此外，IMDD 系统接收灵敏度相较于相干系统更小，如果传输高阶调制信号，则它的性能一般较差，因为高阶调制格式对噪声的容忍度较小。

$$L_{max} \approx \frac{2 \times 10^6}{3\beta_2\pi R_B^2} \quad (2-13)$$

一般 IMDD 系统中的 DSP 算法也较为简单，主要是比特数据的调制解调、脉冲成形和用于补偿码间串扰的均衡器等。目前，面对前传数据量的快速增加，如果在 IMDD 系统中仍然采用低阶调制格式，则意味着需要更大带宽的器件，低成本器件很难支撑高速率的信号传输；若采用更高阶的调制格式，受限于接收机灵敏度、多径干扰等因素，对 IMDD 系统器件本身噪声的要求也会更高。大带宽、低噪声的器件会极大地增加前传光模块的成本。因此，研究更高效的 RoF 传输架构或者低成本的相干技术成为了未来前传的研究方向之一。

2.4.2 相干光纤传输系统

图2-10展示了相干光纤传输系统的架构图，其架构相较于 IMDD 系统更加的复杂，接收端采用相干接收，需要一个额外的本振激光器，相干系统具有以下优点：

1. 更高的频谱效率：相干系统充分利用了相干光在光纤里的四个维度，即幅度、相位和两个偏振，而 IMDD 只利用幅度一个维度；
2. 更高的接收机灵敏度：相干 QAM 调制比直调直检的 PAM 调制接受光灵敏度高 14dB 左右^[47]；
3. 可以有效补偿各种线性损伤，比如色散导致的码间串扰、偏振效应等。

下面介绍相干系统的基本架构。相干系统的发端和收端都有一个激光器，激光器发出的光经过偏振分束器（Polarization Beam Splitter, PBS）分成两个正交单偏振光。在发射机中，待传输的比特序列经过 DSP 芯片中的调制编码以及一些信号处理后通过 DAC 输出连续的电域波形。因为相干系统传输的是两路偏振的复数信号，所以实际的系统中有四路电信号。DAC 输出的这四路电信号（两路 IQ 信号）经过电放大后，通过 IQ 调制器调制到两个正交的单偏振光上，接着将调制后的光信号用偏振合束器（Polarization Beam Combiner, PBC）合成一束光，在光纤内传输。在短距光纤传输系统中，为降低成本，可以选择不在光纤链路中部署光放大器。在接收端，要分别探测两个偏振光的信息，信号光通过 PBS 再次分成两个偏振光，本振激光器经过 PBS 产生的两束单偏振光和对应的信号光进入相干探测器完成光电转换。相干探测器包括 90 度光混频器和 PD，最后电信号经过 ADC 采样、放大后进入 DSP 芯片进行信号损伤补偿和解调。

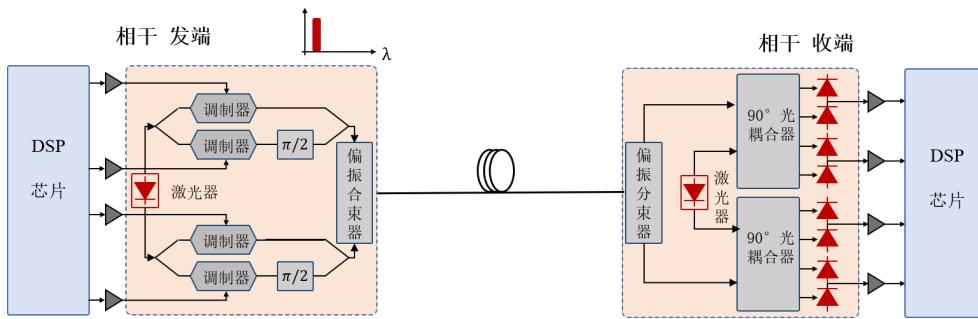


图 2-10 相干系统架构图

由于无线前传属于短距光通信场景，所以光纤长度较短，一般在 20km 以内，所以我们对光纤中的非线性效应等暂时不做分析。我们将主要聚焦于相干系统收发机中各个器件产生的噪声，主要是激光器相位噪声和频偏、IQ 误差（IQ Error）等。本节主要分析各种噪声的特性和对信号的影响，关于损伤补偿算法将在第三章中具体介绍。

与 IMDD 系统不同，相干系统能够探测相位信息，所以会受到相位噪声的影响，比如激光器相位噪声。一般激光器相位噪声可以建模为维纳过程：

$$\phi_n = \sum_{i=-\infty}^n v_i \quad (2-14)$$

其中， v_i 是一个高斯变量，均值为 0，方差 $\sigma_v^2 = 2\pi \cdot \Delta f \cdot T$ ， Δf 是激光器线宽（Laser Linewidth）， T 是符号周期。图2-11是激光器线宽为 100 kHz，符号率为 50 Gbaud 时的激光器相位噪声，可以看出该噪声是一个慢变的过程，属于低频噪声。激光器的线宽越大，相位噪声越大；符号周期越长，即符号率越小，相位噪声越大。

实际相干系统中，发端激光器和收端的本振激光器都存在相位噪声，两者发出的光表达

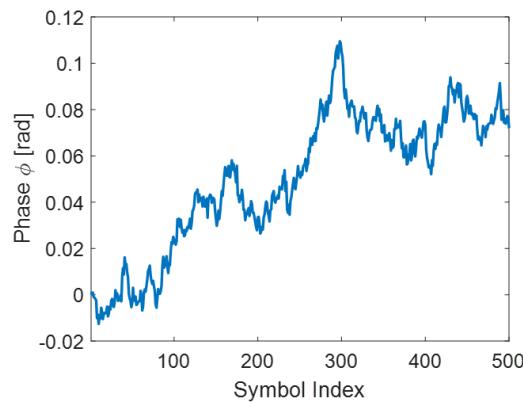


图 2-11 激光器相位噪声时域波形

式如公式2-15所示：

$$\begin{cases} E_t(t) = e^{j[2\pi f_t t + \phi_t(t)]} \\ E_r(t) = e^{j[2\pi f_r t + \phi_r(t)]} \end{cases} \quad (2-15)$$

其中， f_t 和 f_r 各自是发端和收端激光器的中心频率， $\phi_t(t)$ 和 $\phi_r(t)$ 是两个激光器的相位噪声。相位噪声会使符号的星座点发生旋转，从而导致误码。图2-12对比展示了有无相位噪声的星座图，可以看到存在相位噪声时，星座点会旋转一定角度，整个星座图呈现环状，这会导致符号的判决错误。因此，收端需要 DSP 的载波相位恢复算法补偿激光器相位噪声。

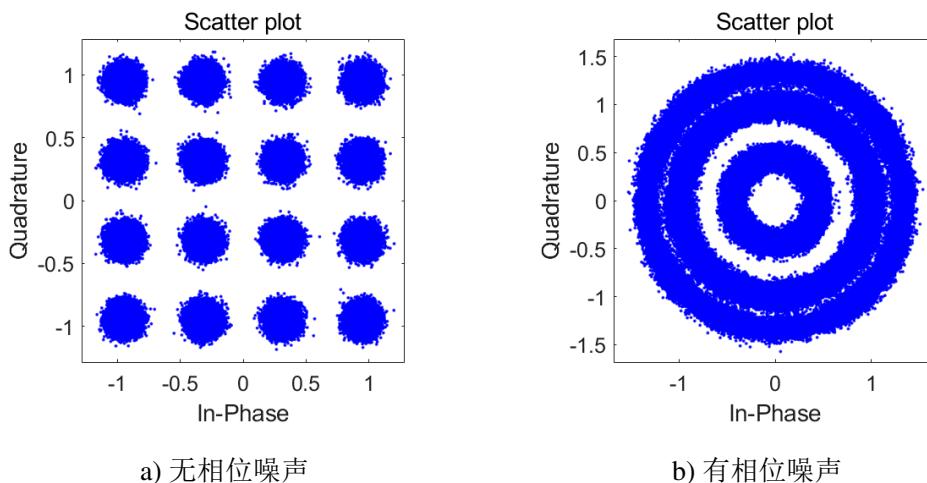


图 2-12 16-QAM 星座图

如果公式2-15中的 f_t 和 f_r 不相等，存在一定偏差，则会导致激光器频率偏移（Laser Frequency Offset）。收端两激光器经过拍频后的信号为：

$$E_t(t)E_r^*(t) = e^{j[2\pi(f_t - f_r)t + \phi_t(t) - \phi_r(t)]} \quad (2-16)$$

$\Delta f = f_t - f_r$ 就是激光器的频偏，它的量级大约在 MHz~2 GHz。在收端也需要补偿激光器频偏噪声。

除了激光器的相位噪声和频偏，IQ 误差也会对信号产生很大的影响。IQ 误差主要分为 IQ 幅度/相位失衡（IQ Amplitude & Phase Imbalance）和 IQ 偏斜（IQ skew）。公式2-17从数

学上说明了 IQ 失衡的原理, g 和 θ 分别表示幅度和相位的失衡。公式2-18则说明 IQ skew 产生的原因是 IQ 两路由于实际电路的不同存在时间上的延迟。

$$\begin{bmatrix} E_I(t) \\ E_Q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -g \sin(\theta) \\ 0 & g \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_I(t) \\ S_Q(t) \end{bmatrix} \quad (2-17)$$

$$E(t) = S_I(t - \tau_1) + j \times S_Q(t - \tau_2) \quad (2-18)$$

IQ 误差对信号星座点的影响如图2-13所示。在实际系统中我们无法保证每一路 IQ 信号的传输条件一模一样, 所以 IQ 误差无法避免, 我们可以在发端对此进行预补偿, 或者在收端通过多输入多输出均衡器进行 IQ 误差的补偿, 具体方案将在第三章中介绍。

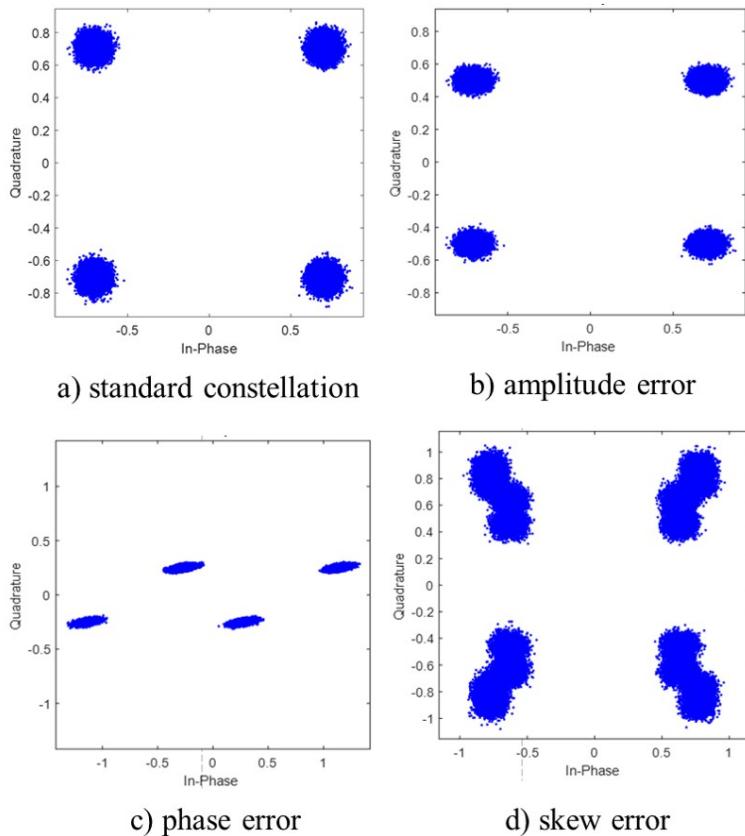


图 2-13 IQ error 示意图

总体来说, 相较于 IMDD 系统, 相干系统能够探测光的相位信息, 所以一些在 IMDD 系统中无法补偿的信号损伤都可以在相干架构中通过 DSP 技术进行补偿, 尤其是近年来 DSP 技术的快速发展, 大大提升了相干系统的传输能力。当然, 相干系统也会引入一些在 IMDD 系统不曾出现的噪声, 需要额外的补偿。未来, 如果相干系统的成本能够进一步降低, 满足前传的要求, 低成本相干技术将有望应用于前传场景。

2.5 本章小结

在本章节中, 主要介绍了前传 RoF 系统的基本概念与经典的技术。首先, 我们介绍了衡量前传系统的三个指标, 分别是 CPRI 等效速率、EVM 和带宽开销。其次, 我们对无线信

号的 OFDM 调制解调方法进行了说明，这是研究前传 RoF 系统的基础，我们需要根据无线信号的特征来设计合理的 RoF 传输技术。第三部分主要介绍了无线信号的收发端处理，分为 D-RoF 和 A-RoF 技术方案。D-RoF 方案是基于 CPRI 协议的经典传输方案，这一方案已经在 4G 中商用，通过对无线信号的量化编码将比特信息通过光纤传输，达到几乎无损伤的无线信号传输。A-RoF 则介绍了简单的时域和频域复用方案，它们的目的都是尽可能提高前传的传输效率，但和 D-RoF 相比在性能上有一定的差距。

本章还介绍了基本的光纤传输系统，分为 IMDD 系统和相干系统两部分。IMDD 系统的结构比较简单，实现的成本低，是目前的前传光模块的系统方案；相干系统的结构比较复杂，需要考虑激光器相位噪声、频偏和 IQ 误差等相干系统中特有的噪声，它可以采用高效的 DSP 技术进行信号损伤补偿。相干系统的传输维度更多，容量更大，已经在长距光纤传输系统中有了应用，随着相干下沉，未来，在前传这样的短距传输场景中，相干系统也有望取得应用。

第三章 相干数模混合光载无线系统

Xiang Liu 博士在 2021 年提出了基于 IMDD 架构的数模混合光载无线系统，传输速率达到 160 Gb/s 的 CPRI 等效速率^[41]。未来，面对极速增长的通信流量，前传需要承载的数据量也将快速增加，这对前传光载无线系统的承载能力提出了极大的挑战。据估计，6G 无线信号的峰值速率至少是 5G 的 10 倍以上，相对应的前传速率要求在 1 Tb/s 的 CPRI 等效速率以上^[48]。在此基础上，我们提出了适用于前传的基于相干架构的数模混合光载无线系统（Coherent Digital-Analog Radio-over-Fiber System, Coherent DA-RoF System），简称为相干 DA-RoF 系统。本章将详细介绍相干 DA-RoF 系统的架构与流程，主要从四个方面介绍：DA-RoF 调制、相干发端 DSP 处理、相干收端 DSP 处理、DA-RoF 解调。

3.1 系统架构

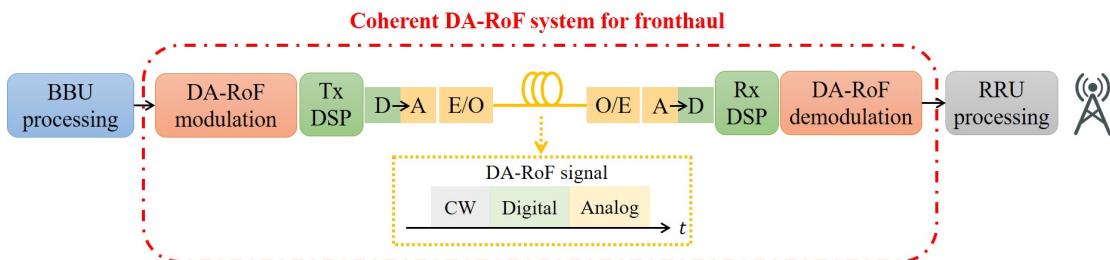


图 3-1 相干 DA-RoF 系统架构示意图

图3-1展示了相干 DA-RoF 系统的架构图，以下行为例，红色框内的是我们所提出的用于前传的相干 DA-RoF 系统。经过 BBU 处理的基带 OFDM 信号，先经过 DA-RoF 调制，产生 DA-RoF 信号，接着时分复用的 DA-RoF 信号经过相干光纤传输系统传输，具体流程包括发端相干 DSP、电光转换、收端光电转换和相干 DSP 损伤补偿。经过相干传输后的 DA-RoF 信号进行 DA-RoF 解调，恢复出基带的 OFDM 信号。在 RRU 端，基带无线信号进行必要的射频信号处理等操作，通过天线发射。第3.2节和第3.3节将分别详细介绍相干 DA-RoF 系统中发送端和接收端的信号处理流程。

3.2 发端信号处理流程

3.2.1 数模混合信号调制

图3-2展示了相干 DA-RoF 系统发送端信号处理的流程。本小节主要介绍 DA-RoF 调制的过程。不同通道的低带宽无线基带 OFDM 信号，或者称为 IQ 信号，经过映射和归一化，产生一个高符号率的无线信号，用 S 表示。映射的过程是通过 TDMA 的方式将低带宽信号聚合成一个高带宽信号，与第2.3.2节中的时域复用方案相同。同时，每个通道的控制字（CW）比特与 IQ 信号分离，也经过 TDMA 的方式形成 CW 比特流。我们将对无线信号 S 和 CW 信号进行独立的并行处理。无线信号 S ，也称为模拟 RoF 信号，经过映射、聚合后仍然是一个 OFDM 信号，它的幅度服从高斯分布，PAPR 很高。我们要将模拟 RoF 信号拆分成数字

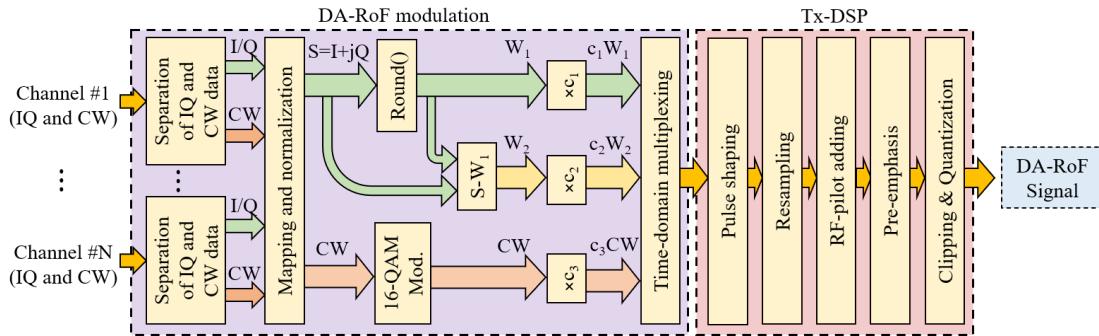


图 3-2 相干 DA-RoF 系统发端流程

信号和模拟信号，三者的关系满足公式3-1。

$$S = W_1 + W_2 \quad (3-1)$$

其中， W_1 是一个数字信号， W_2 是一个模拟信号。 W_1 由对原始信号 S 的取整 (Round) 操作得到，具体的操作如公式3-2所示：

$$W_1 = \text{round}(N \cdot S / E_{\max}) \cdot E_{\max} / N \quad (3-2)$$

其中， $\text{round}(\cdot)$ 是一个取整函数，它将一个复数四舍五入到最近的高斯整数，或者说是对复数的实部和虚部分别进行四舍五入的取整操作。 E_{\max} 是信号 S 的最大幅度。 N 是一个可以调节的参数，它的取值决定了数字信号 W_1 的调制格式，称为量化参数 (Rounding Parameter)。参数 N 和调制格式 n 的关系满足这一关系：

$$n = (2N + 1)^2 \quad (3-3)$$

所以按照公式3-2的操作， W_1 是一个 n -QAM 的数字信号，并且因为无线信号 S 的高斯分布特性，所以经过 round 产生的数字信号 W_1 是一个概率整形 (Probabilistically Shaped, PS) 的信号，即 PS- n -QAM。这一概率整形信号的产生与常规的概率整形技术不同，不需要额外的复杂整形操作，并且 W_1 的星座图与常规的 QAM 星座图不同，在 x 轴、y 轴和原点上也存在星座点。因为 W_1 是无线信号 S 经过 round 操作得来，所以可以认为 W_1 是模拟信号 S 波形的近似，它包含了模拟信号 S 波形的主要信息。这一 round 的过程也可以认为是一个对模拟信号量化的过程。需要注意的是，在对信号 S 进行 round 操作之前，可以进行适当的剪切 (Clipping) 以减小信号的 PAPR。 W_2 是一个模拟信号，由公式3-1可知， $W_2 = S - W_1$ ，所以 W_2 代表的是 S 和 W_1 之间的量化误差，只包含 S 的次要信息。在我们的这个系统中，我们选 $N = 5$ ，即 W_1 是一个 PS-121-QAM 的数字信号，参数选取的原因将在第4.2节中通过仿真分析。以上介绍的是数字和模拟信号产生的具体步骤，与之并行操作的是将 CW 比特调制为 16-QAM 符号。图3-3分别展示了原始无线信号 S 、生成的数字信号 W_1 、模拟信号 W_2 和 CW 信号的星座图。

接下来，我们要对产生的 W_1 、 W_2 和 CW 信号进行适当的缩放，每个信号的各自对应缩放系数为 c_1 、 c_2 和 c_3 。选取适当的缩放系数能够使收端恢复的模拟 RoF 信号 S 的 SNR 达到最优，需要优化选择，具体过程将在第4.2.1节中介绍。最后，我们对经过缩放后的 W_1 、 W_2 和 CW 符号进行时分复用，产生一个时分复用的符号序列。

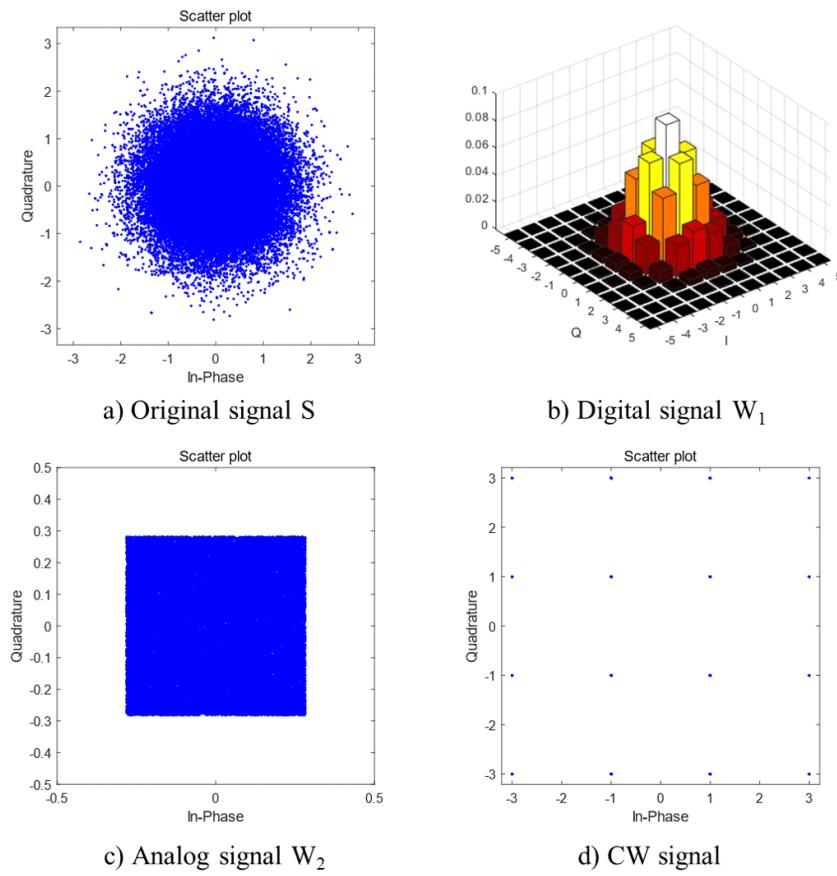


图 3-3 DA-RoF 各部分信号星座图

3.2.2 相干 DSP 预处理

在将这一时分复用符号序列通过光纤传输之前，我们还需要对其进行相干 DSP 的预处理。处理流程如图3-2中红色部分所示。首先，符号序列经过一个脉冲成形滤波器，我们采用常用的升余弦（Root-Raised-Cosine, RRC）滤波器，滚降系数（Roll-off Factor）取 0.1。经过脉冲成形后的符号序列需要经历重采样（Resampling），以满足系统中器件采样率的要求。

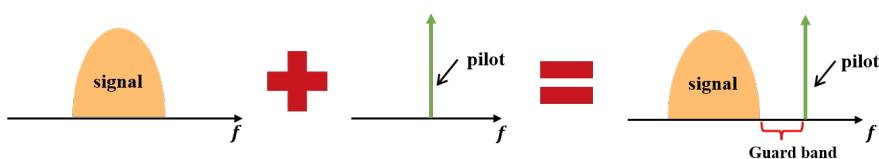


图 3-4 RF-pilot 示意图

由于相干传输过程中信号会受到激光器相位噪声和频偏的影响，接下来发端预处理的操作主要为收端的载波相位恢复和频偏恢复服务。因为时分复用的符号序列中包含了 W_2 这一模拟信号，所以一般数字相干系统中的载波相位恢复方案不再适用，比如数字锁相环（Phase-Locked-Loop, PLL）和盲相搜索（Blind Phase Search, BPS）算法。这些算法都通过对数字信号的判决来追踪相位，而模拟信号 W_2 无法判决，所以这些算法不再适用于这一场

景。为了解决这一问题，我们选择了基于频域导频（RF-Pilot）信号的相位恢复方案^[49]，即在信号频谱外侧添加一个单频信号用于相位恢复。

因为系统中各个器件的带宽有限，所以高频信号容易受到滤波效应的影响。为减小带宽受限导致的滤波效应对传输信号的影响，在发端我们需要对信号进行预加重（Pre-emphasis），预加重滤波器的形状是系统频率响应的倒数。最后在将经过以上预处理的 DA-RoF 信号输入到 DAC 之前还需要进行 clipping 和量化。由 DAC 输出的电信号被调制到相干光上在光纤中传输，每个偏振维度承载一路 DA-RoF 信号。

3.3 收端信号处理流程

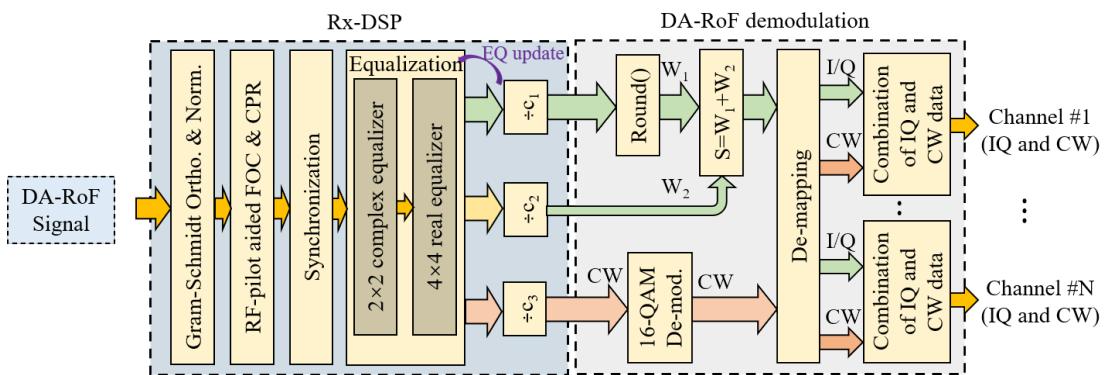


图 3-5 相干 DA-RoF 系统收端流程

3.3.1 相干 DSP 损伤补偿

图3-5展示了相干 DA-RoF 系统收端的信号处理流程。经过光纤传输后的信号，在收端采用相干接收，然后通过 ADC 采样，进入 DSP 模块进行信号损伤补偿。在将信号进行施密特正交化后，我们提取位于信号频谱边缘的 pilot 信号，用于补偿相干系统中的激光器频偏和载波相位恢复（Carrier Phase Recovery, CPR）。具体操作步骤是用滤波器提取 pilot 信号，计算总的相位噪声值 ϕ ，然后对整个序列乘以 $e^{-j\phi}$ 。需要注意的是导频对相位噪声的补偿效果还受到以下几个因素的影响：1) pilot 信号的位置。pilot 距离 DA-RoF 信号频谱太近会导致两者之间的干扰变大，不利于用滤波器提取 pilot，进而导致相位补偿效果变差；如果两者距离较远，在信号波特率较高的情况，在外侧的 pilot 更容易受到系统的滤波效应影响，无法准确估计相位噪声，也会降低补偿效果。最后我们选择在距离信号频谱 1 GHz 处插入 pilot。2) pilot 占总的信号功率的比重。pilot 如果占据的功率比重较高，则会导致实际的信号功率变小，会降低 DA-RoF 信号的传输性能；如果占据功率比重过低，pilot 受到其他噪声的影响过大，对相位噪声的补偿能力也会下降。pilot 功率比重的大小需要根据系统条件进行适当的优化。

经过 CPR 后的信号，还需要通过均衡器。为了尽可能提高系统的传输性能，我们使用了两个均衡器，如图3-6所示。第一个均衡器是一个 2×2 的多输入多输出（Multiple Input Multiple Output, MIMO）复数均衡器，用于补偿如色散、偏振模色散、偏振旋转等线性损伤，也包括对因系统带宽受限导致的码间串扰的补偿。均衡器抽头系数的更新采用最小均方误差（Least Mean Square, LMS）算法进行更新，用于抽头系数更新的误差信号可以从数

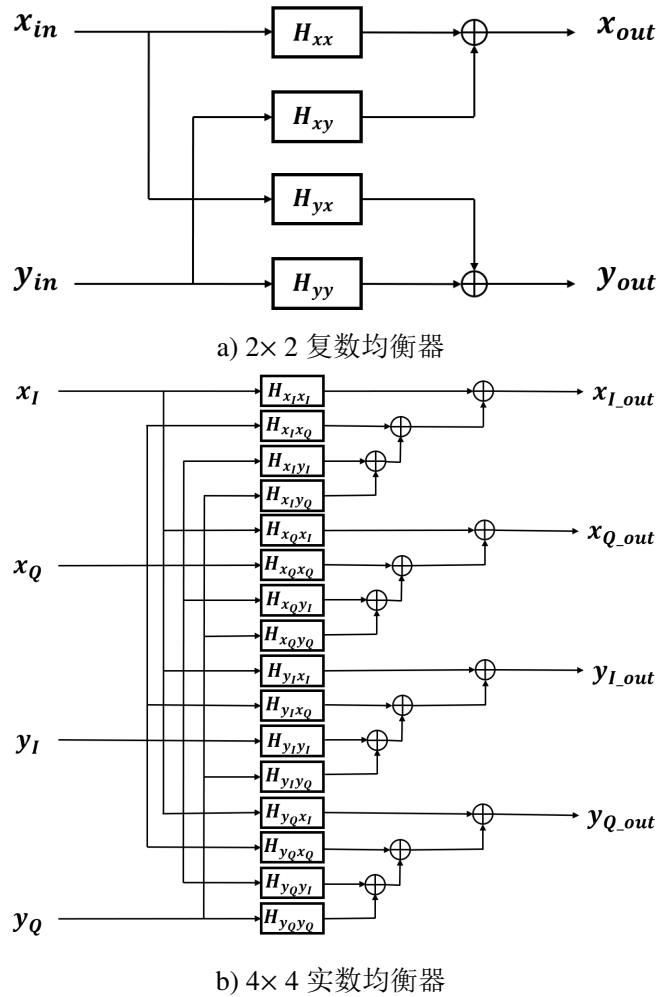


图 3-6 均衡器结构图

字信号 W_1 计算而来，也可以根据 16-QAM 的 CW 信号计算。抽头系数 $H[n]$ 的更新采用梯度下降方法，如公式3-4所示，其中 $x[n]$ 是信号， $e[n]$ 是计算得到的误差信号， μ 是系数，需要根据实际情况进行优化。

$$H[n + 1] = H[n] + \mu x[n]e[n] \quad (3-4)$$

由于模拟信号 W_2 无法判决得到误差信号，所以我们用通过数字信号训练得到的均衡器抽头系数对整个 DA-RoF 序列进行均衡。因为前传系统的光纤距离较短，色散效应并不严重，不需要额外部署色散补偿器，这能够一定程度降低 DSP 的复杂度和功耗、成本。此外，发射机的 IQ 误差也会对信号的性能带来很大影响，我们使用了第二个 4×4 的 MIMO 实数均衡器来补偿 IQ 损伤，进一步提高系统性能。实数均衡器的算法原理基本和复数均衡器的一致，也是基于 LMS 算法实现。

3.3.2 数模混合信号解调

经过相干信号损伤补偿模块以后，DA-RoF 信号经过解调重新恢复出无线 OFDM 信号。首先将时分复用的 DA-RoF 信号进行时分解复用。对于数字信号 W_1 ，先除以一个缩放系数 c_1 ，然后再次经过一个 round 操作，收端 round 的操作仍然遵循公式3-2。这一操作将受到

噪声影响的收端 W_1 信号重新解调为 PS-121-QAM 信号，也可以理解为一个判决（Decision）的过程，可以去掉 W_1 信号受到的大部分噪声。对于模拟信号 W_2 ，将其除以系数 c_2 。在完成这两部分操作之后，将 W_1 和 W_2 相加，重新恢复原先的模拟 RoF 信号 S 。对于 16-QAM 的 CW 信号，先除以缩放系数 c_3 ，再解调为比特。最后通过解映射，将聚合的 S 和 CW 信号重新分配到每一个通道，用于无线空口传输。

3.4 本章小结

本章节详细介绍了所提出的基于相干架构的数模混合光载无线系统的结构与原理。DA-RoF 调制的本质是将无线信号拆分成数字信号与模拟信号并进行复用的过程，DA-RoF 的解调过程与调制相反，是将信号进行解复用，并恢复出原来无线信号的过程。这一调制解调过程操作比较简单，简化了收发端的编解码算法。

此外，DA-RoF 信号需要经过相干传输，所以发端和收端的相干 DSP 处理是必要的，本章也具体说明了适用于 DA-RoF 信号特点的相干 DSP 算法，包括预加重、基于 pilot 的相位恢复算法，补偿码间串扰的复数 MIMO 均衡算法、补偿器件 IQ 误差的实数 MIMO 均衡算法等。

第四章 数模混合光载无线架构理论分析及仿真优化

本章我们将从理论上分析和推导数模混合光载无线（DA-RoF）架构的性能增益，并结合仿真说明一些参数的选取。根据第三章的介绍，相干 DA-RoF 系统的信号处理流程和系统构成较为复杂，不利于从本质上分析 DA-RoF 架构的增益来源。不失一般性，我们可以简化系统结构，以一个加性高斯白噪声（Additive White Gaussian Noise, AWGN）信道作为理论分析的模型，即将整个系统产生的噪声等效为 AWGN，不考虑其他效应。并且，因为控制字（CW）信号只占据整个时分复用（TDM）序列的一小部分，是用于设备的管理和控制，并不承载实际的用户信息，不是我们关注的重点，所以在以下分析中我们暂时不考虑 CW 信号。

4.1 理论增益推导

因为无线信号的调制格式和 OFDM 调制解调过程（IFFT 和 FFT 操作）并不影响 DA-RoF 架构的性能，所以我们的理论分析从聚合产生的无线信号 S 开始，将分别比较 DA-RoF 和模拟光载无线（A-RoF）方案的传输性能，我们将两种传输方案之间的 SNR 差异定义为 DA-RoF 方案相较于 A-RoF 方案的增益。假设 AWGN 信道的信道 SNR（Channel SNR）为 SNR_0 ，我们可以分别计算出无线信号以 DA-RoF 和 A-RoF 方案在 AWGN 信道传输后的 SNR 性能。

对于 A-RoF 方案，我们直接将无线信号 S 的波形在 AWGN 信道中传输，所以恢复的无线信号 S 的 SNR 就等于 SNR_0 ，即：

$$SNR_{A-RoF} = SNR_0 \quad (4-1)$$

对于 DA-RoF 方案，按照第三章的原理，可以产生一个由数字信号和模拟信号组成的 TDM 序列，我们可以得到这一序列的信号功率。

$$P_x = \frac{1}{2}(c_1^2 P_{W_1} + c_2^2 P_{W_2}) \quad (4-2)$$

其中， P_x 表示整个 TDM 符号序列的功率； c_1 和 c_2 是第三章中提到的对应 W_1 和 W_2 符号的缩放系数； P_{W_1} 和 P_{W_2} 分别是 W_1 和 W_2 符号在缩放之前的信号功率。

接着，TDM 序列经过 AWGN 信道传输，受到 AWGN 的影响。接收到的 TDM 序列可以表示为：

$$y[n] = x[n] + N_x[n] \quad (4-3)$$

$x[n]$ 表示发送的无噪声 TDM 序列， $y[n]$ 表示接收端的包含噪声和信号的序列。 $N_x[n]$ 是对应的服从高斯分布的噪声序列，噪声 $N_x[n]$ 的功率可以计算得到，如公式4-4所示。

$$P_{N_x} = \frac{P_x}{SNR_0} \quad (4-4)$$

其中 P_{N_x} 表示 AWGN 噪声功率。在接收端，数字信号 W_1 会再次经过一个和发端一样的 round 操作，作为信号的判决或者解调。通过将判决后的 W_1 和 W_2 相加，重组的无线信号 $\widehat{S}[n]$ 可以表示为：

$$\widehat{S}[n] = W_1[n] + N_{W_1}[n] + W_2[n] + N_{W_2}[n] = S[n] + N_{W_1}[n] + N_{W_2}[n] \quad (4-5)$$

其中, $S[n]$ 是发端干净的无线信号。 $N_{W_1}[n]$ 表示来自 W_1 的噪声, 是 W_1 信号经过 round 后的判决错误 (Decision Error) 噪声 (误码噪声); $N_{W_2}[n]$ 是来自模拟信号 W_2 的噪声, 是一个高斯白噪声。

这两部分噪声是独立的, 所以总的噪声功率是这两部分噪声功率之和, 接下来将分别计算这两部分噪声的功率。 $N_{W_2}[n]$ 的噪声功率 P_{NW_2} 计算较为简单, 因为数字信号和模拟信号采用的是时分复用, 所以经过缩放后的 W_2 信号受到的噪声功率就等于 P_{Nx} , 进而可以知道 P_{NW_2} 和 P_{Nx} 的关系为:

$$P_{NW_2} = \frac{P_{Nx}}{c_2^2} \quad (4-6)$$

$N_{W_1}[n]$ 是判决错误产生的噪声, 与误符号率 (Symbol Error Rate) 相关, 需要推导得出误符号率和 SNR 的关系。因为数字信号 W_1 是 PS-121-QAM 信号, 它的星座图关于坐标轴对称, 所以我们的分析可以先从一维的 PS-11-PAM 信号开始, 两者的欧氏距离 (Euclidean Distance) 相同。在推导之前, 有以下两个假设:

1. round 导致的判决错误符号是正确符号的相邻符号;
2. PS-121-QAM 和 PS-11-PAM 符号的欧氏距离为 d ;

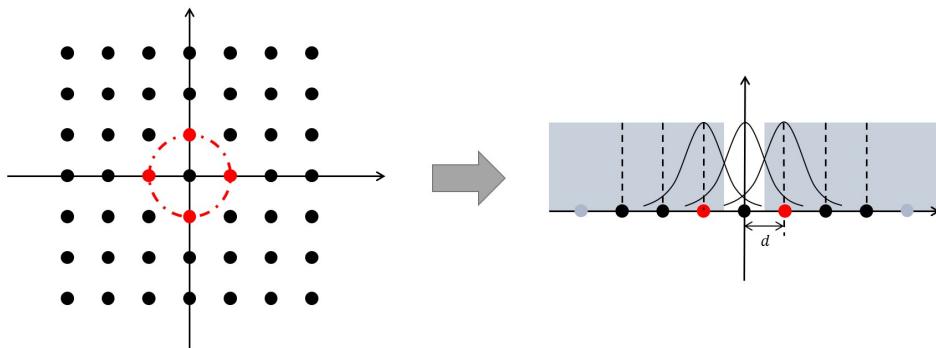


图 4-1 SER 与 SNR 关系推导示意图

需要注意的是, 常规判决是根据发送的星座点进行, 在边缘的星座点即使受到很大噪声, 也始终判决到发送星座图中与其距离最近的点。与常规的判决不同, round 作为一个取整操作, 在边缘的星座点如果受到很大噪声, 经过 round 以后可能被判决为一个新的星座点, 但实际上不一定有该星座点发送。图4-1展示了这一过程, 图中仅展示了部分星座点, 左侧是二维星座图, 右侧是对应的一维星座点, 原点处的星座点判决错误会变成红色的星座点, 灰色区域是判决错误的区域。根据以上条件和 AWGN 假设, 可以得到:

$$SER_{PAM} = Pr\left(|y - s_m| > \frac{d}{2}\right) = 2Q\left(\sqrt{c_1^2 d^2 / 2P_{Nx}}\right) \quad (4-7)$$

其中, SER_{PAM} 是一维符号 PS-11-PAM 的误符号率, $Pr\left(|y - s_m| > \frac{d}{2}\right)$ 表示判决错误的概率, $Q(\cdot)$ 是一个函数, 它的定义为 $Q(x) = \int_x^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp(-\frac{1}{2}t^2) dt$ 。所以二维调制的 PS-121-QAM 信号的误符号率 SER 为:

$$SER = 1 - (1 - SER_{PAM})^2 \quad (4-8)$$

公式4-7中的 d 与信号的功率有关。不失一般性, 我们可以假设与 W_1 符号概率分布相同的 PS-121-QAM 符号, 且欧氏距离 $d_0 = 1$ 时, 这一信号的功率为 P_0 。所以, d 可以由以下式子得到:

$$d^2 = \frac{P_{W_1}}{P_0} \quad (4-9)$$

基于以上的推导, $N_{W_1}[n]$ 的噪声功率 P_{NW1} 计算如公式4-10所示, 具体的数值需要联合公式4-7, 4-8, 4-9进行计算。

$$P_{NW1} = d^2 \cdot SER \quad (4-10)$$

在计算出 P_{NW1} 和 P_{NW2} 以后, 可以得到经过 DA-RoF 方案传输的无线信号 S 的 SNR 为:

$$SNR_{DA-RoF} = \frac{P_S}{(P_{NW1} + P_{NW2})} \quad (4-11)$$

其中, P_S 为原始无线信号的功率。进而, 结合公式4-1 至公式4-11, DA-RoF 相比 A-RoF 的线性 SNR 增益为:

$$G = \frac{SNR_{DA-RoF}}{SNR_{A-RoF}} = \frac{P_S}{(P_{NW1} + P_{NW2}) \cdot SNR_0} \quad (4-12)$$

特别的是, 当 $SER = 0$ 时, 公式4-12可以简化为:

$$G = \frac{2P_S}{\frac{c_1^2}{c_2^2} \cdot P_{W_1} + P_{W_2}} \quad (4-13)$$

为了验证以上分析的正确性, 我们在 AWGN 仿真系统中对 DA-RoF 架构进行了仿真。具体的仿真细节将在第4.2节中介绍。图4-2展示了在 20 dB 信道 SNR 下, 理论公式的计算结果和数值仿真的结果, 横坐标是缩放系数的比值 c_2/c_1 , 纵坐标是 SNR 增益。图中蓝色的曲线对应公式4-12, 橙色的曲线对应公式4-13, 黄色的虚线对应数值仿真的结果。可以观察到: 蓝色实线和黄色虚线基本重合, 说明理论推导和数值仿真的结果基本一致。并且, 当 c_2/c_1 比较小的时候, 橙色实线也和另外两条曲线重合。这说明, 当 c_2/c_1 比较小的时候, 数字信号 W_1 的误符号率基本接近于 0。但是当 c_2/c_1 比较大的情况下, 橙色实线与另外两条线有明显的差距, 且差距随 c_2/c_1 的增大而增大。这说明, 在此情况下不能够忽略判决错误带来的误码噪声, 这一噪声的影响随 c_2/c_1 的增大而变大。

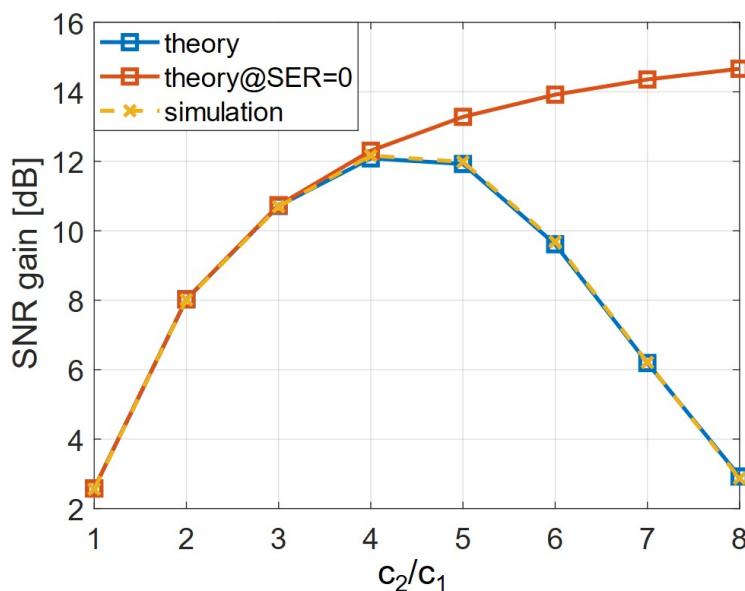


图 4-2 DA-RoF 架构理论推导和仿真结果对比



4.2 仿真与参数优化设计

4.2.1 缩放系数优化

从图4-2中可以看出 DA-RoF 架构的增益大小与缩放系数相关，并且存在最优的缩放系数。在这一节中，我们将通过仿真给出系数的选择。 W_1 和 W_2 对应的缩放系数是 c_1 和 c_2 ，因为我们只需要考虑两者的相对大小，所以可以将两个系数合并为 c_2/c_1 进行仿真。仿真系统的结构包括三个部分：DA-RoF 调制、信号在 AWGN 信道中的传输和 DA-RoF 解调。需要注意的是我们暂时先不考虑量化参数的影响，先固定量化参数 $N = 5$ ，即 W_1 是 PS-121-QAM 信号。

仿真结果如图4-3所示，横坐标是 AWGN 信道的信道 SNR，纵坐标是恢复的无线信号 S 的 SNR，不同颜色的曲线代表采用不同的缩放系数 c_2/c_1 。黑色的实线表示 A-RoF 的传输结果，可以观察到恢复的无线信号 SNR 与 AWGN 信道 SNR 一致，这也和第4.1节中的理论分析一致，带有方形标记的实线则对应不同缩放系数 c_2/c_1 下的 DA-RoF 传输结果。这些曲线的总体趋势是一致的，随着信道 SNR 的增加，DA-RoF 方案的增益（与黑色实线的差距）逐渐增大，最后在信道 SNR 较大时趋向于饱和。举例来说，如果选取 $c_2/c_1 = 7$ ，当信道 SNR 的范围在 16 dB~18 dB 时，DA-RoF 方案和 A-RoF 方案相比几乎没有 SNR 增益，甚至性能要差于 A-RoF 方案。随着信道 SNR 的增加，DA-RoF 传输的无线信号 SNR 上升速度远快于 A-RoF 方案。当信道 SNR 超过 24 dB 时，图中天蓝色曲线和黑色曲线基本保持平行，这说明在高信道 SNR 下，SNR 增益趋向于饱和。在 $c_2/c_1 = 7$ 时可以获得的最大 SNR 增益为 14.0 dB，通过理论公式4-13计算得到的结果是 14.3 dB，两者差距很小，进一步说明了仿真和理论分析的一致性。

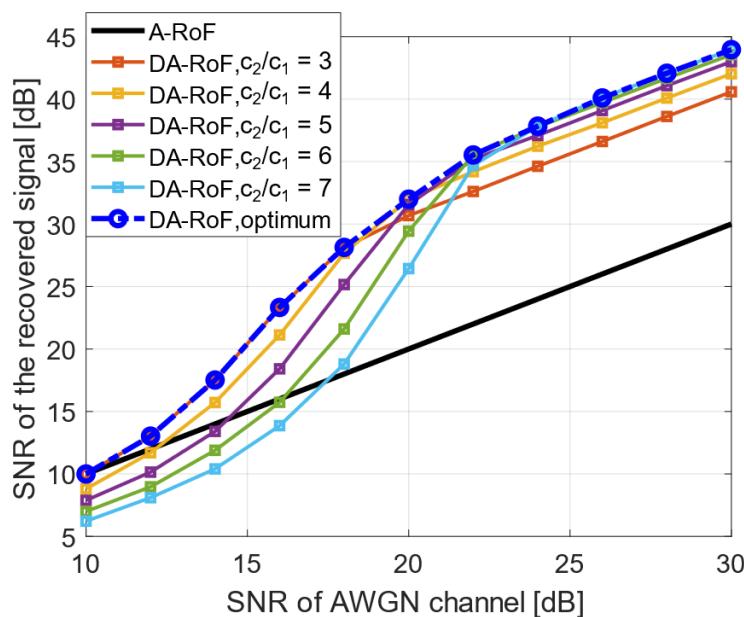


图 4-3 121-QAM W_1 信号：不同缩放系数 c_2/c_1 仿真结果

在图4-3中，最上方的深蓝色虚线表示在不同信道 SNR 条件下，采用最优的缩放系数所达到的最优无线信号 SNR 性能，即取方形标记曲线族的包络。具体来说，当信道 SNR 为 16 dB 时， $c_2/c_1 = 3$ 能够达到最优性能，但当信道 SNR 为 22 dB 时， $c_2/c_1 = 6$ 是最优的选择。总的来说，当 c_2/c_1 的比值越小，意味着 W_1 信号受到的噪声越少， W_2 信号受到的噪声

越大。因此，定性的来说，对于信道 SNR 较低的情况，我们采用相对较小的 c_2/c_1 ，这样可以减小 W_1 信号受到的噪声，有利于收端的 round 操作，可以尽可能地减少 round 以后的误码噪声；对于信道 SNR 较高的情况，由于信道条件较好， W_1 信号本身受到的噪声就很少，收端的 round 操作对噪声有一定的容忍度，所以可以选择相对较大的 c_2/c_1 ，在保证 W_1 性能的基础上，尽可能提高 W_2 信号的性能。对于选择其它的某一量化参数，也可以按照此方法进行仿真分析。

4.2.2 量化参数分析

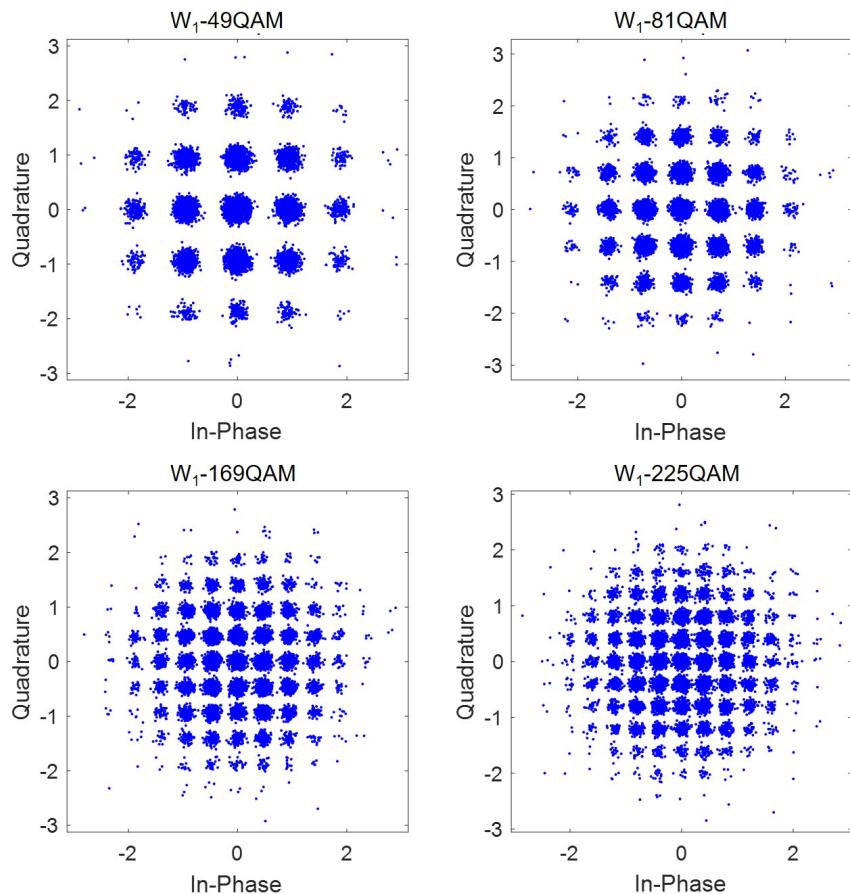


图 4-4 不同调制格式 W_1 信号星座图

在完成固定量化参数下缩放系数的优化后，我们还需要研究公式3-2中的量化参数 N 的选择对 DA-RoF 传输方案性能的影响。通过改变 N 的值，可以得到不同的调制格式的星座图，如图4-4所示。因为星座图的概率整形特点，外侧的星座点出现的概率是要明显小于内部星座点的，所以一些外侧的星座点我们可能无法观测到。对于不同 N 值产生的 PS- n -QAM 信号，我们可以按照第4.2.1节中的方法进行仿真，得到不同调制格式 W_1 信号下，最优缩放系数在不同信道 SNR 下的选择，如图4-5所示。因为 PS-121-QAM 信号已在第三章和第4.2.1节中进行了介绍和分析，所以不再重复展示。可以看出，这些图中曲线的整体趋势与图4-3的相类似，具体的 SNR 值有所不同。

接着，我们对结果进行整合，图4-6展示了 DA-RoF 方案中不同调制格式 W_1 信号在最佳缩放系数下的传输结果，横坐标仍然是 AWGN 信道 SNR，纵坐标是恢复的无线信号 S 的

SNR，黑色实线仍然是 A-RoF 传输的结果，不同颜色的方形标记实线代表不同调制格式的 W_1 信号。我们将举例图中的具体数据来说明仿真结果。当信道 SNR 为 26 dB 时，DA-RoF 方案采用 PS-225-QAM 的 W_1 信号可以达到 42.4 dB 的无线信号 SNR，和 A-RoF 方案相比的增益有 16.4 dB。而同样的信道 SNR 条件，DA-RoF 方案采用 PS-49-QAM 的 W_1 信号只能有 10.8 dB 的增益。相反的是，当信道 SNR 很小，比如 14 dB 时，DA-RoF 方案采用 PS-225-QAM 的 W_1 信号的增益只有 2.2 dB，而 DA-RoF 方案采用 PS-49-QAM 的 W_1 信号的增益有 6.4 dB。总的来说，对于良好的信道条件，我们一般选取较大的量化参数 N ，即数字信号 W_1 的调制格式更高阶，以此来更准确地近似表示模拟信号的波形，承载模拟信号更多的信息；对于信道条件比较差的情况，一般选择较小的量化参数 N ，产生低阶调制格式的 W_1 ，以提高对噪声的容忍度，减小收端数字信号 round 后的噪声。

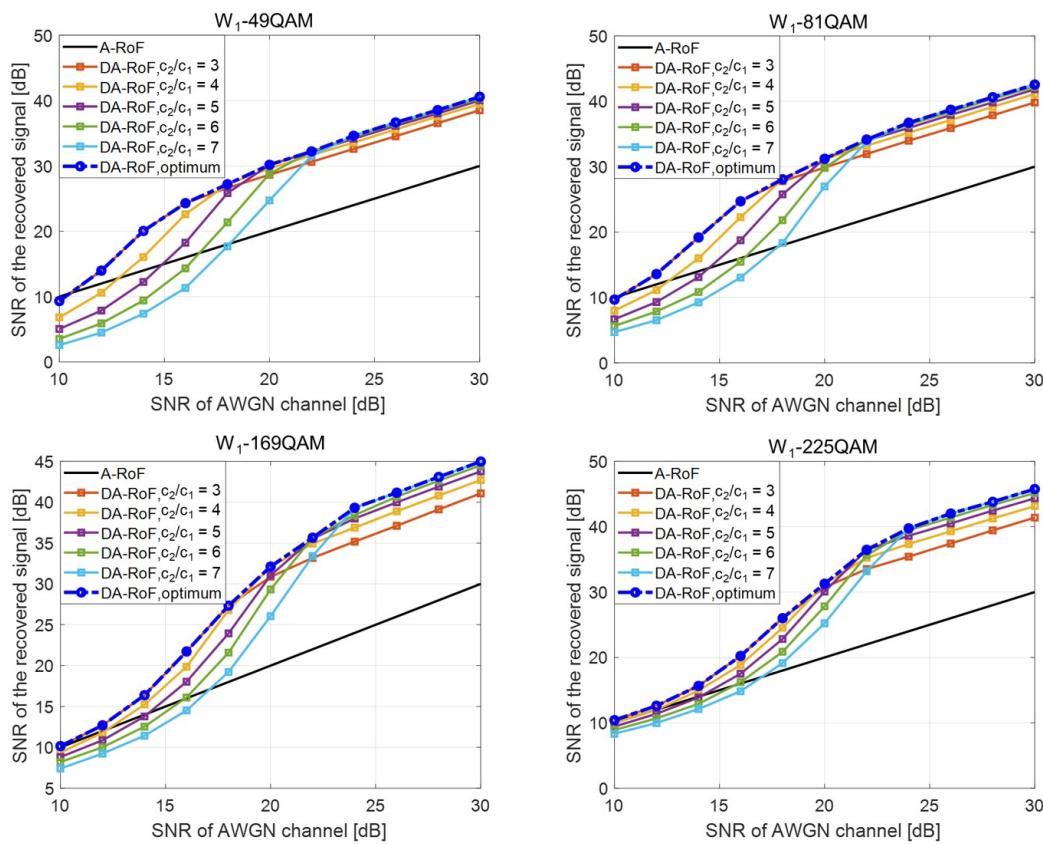


图 4-5 不同调制格式 W_1 信号的缩放系数优化结果

在实际系统实现的过程中，不同系统的信道条件会有所不同。如果对于信道 SNR 在某一个小范围内进行波动时，不断调整量化参数的值是不现实的，这样会增加系统运维的成本。我们更倾向于选择一个固定的量化参数值 N 。 N 的取值原则是在一个小范围的信道 SNR 下，该取值都能取得较优的性能。在一般的短距相干光纤传输系统中，信道 SNR 的范围一般在 18 dB ~ 22 dB 之间。根据之前的仿真结果，PS-121-QAM 的 W_1 信号在这个信道 SNR 区间内基本都能呈现一个比较优秀的性能，因此对于我们设计的相干数模混合光载无线系统，我们选择 $N = 5$ ，即将无线信号 S 量化成 PS-121-QAM 的数字信号。

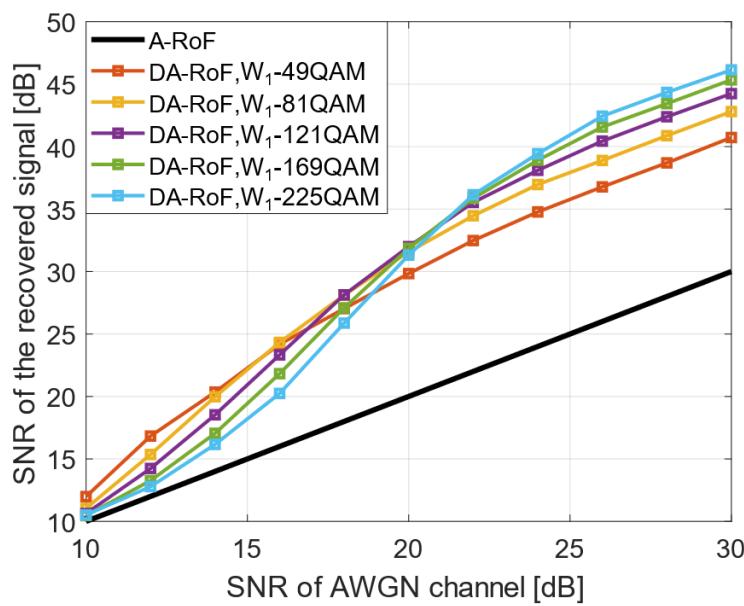


图 4-6 最优缩放系数下不同量化参数的仿真结果

4.3 本章小结

本章节从理论上给出了 DA-RoF 架构的 SNR 计算方法，并说明了 SNR 增益的来源。理论的分析在简化的 AWGN 信道下进行，以 A-RoF 方案作为基准，比较 DA-RoF 方案的增益。DA-RoF 方案的增益主要来源于数字信号的高质量传输。这一理论分析的过程也通过仿真进行了对照验证。对于 DA-RoF 架构中的量化参数 N 和缩放系数 c_2/c_1 的取值，我们用仿真进行了说明。本质上，这相当于一个二维的参数优化问题。在仿真中，可以先确定一个量化参数 N ，在不同的信道 SNR 中优化缩放系数 c_2/c_1 ，选取最优的 c_2/c_1 。接着，改变量化参数 N ，再进行重复的操作。最后，根据实际短距相干系统的信道 SNR 范围，我们选择 $N = 5$, $c_2/c_1 = 5$ 作为实际的取值。

第五章 相干数模混合光载无线实验系统与结果分析

本章我们通过实验系统验证了所提出的相干数模混合光载无线系统。首先，我们介绍了搭建的实验系统设置，包括各种器件的参数配置等。接着，我们传输了一个双偏振的 25 Gbaud DA-RoF 信号，在不同接收光功率下，分析了无线信号传输质量与接收光功率的关系。我们还在固定最大接收光功率的情况下，传输不同符号率的 DA-RoF 信号，并分析了信号的传输性能。

5.1 实验系统设置

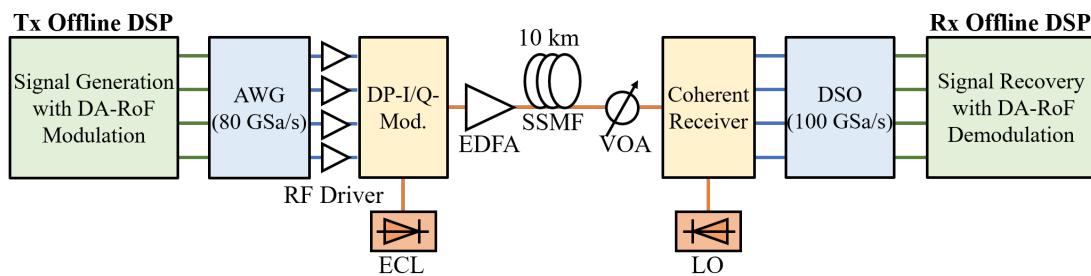


图 5-1 相干 DA-RoF 实验系统示意图

图5-1展示了实验系统的设置。在发射端，我们按照第3.2节中的步骤产生数模混合的时分复用信号，并做相干 DSP 的预处理。这些操作都通过 MATLAB 离线进行。接着，经过处理的 DA-RoF 数据流加载到一个任意波形发生器（Arbitrary Waveform Generator, AWG）上，采样率为 80 GSa/s。AWG 输出的四路 IQ 电信号被四个射频驱动器（Radio Frequency Driver）放大之后，进入双偏振的 IQ 调制器，将信号调制到光域。我们采用一个外腔激光器（External Cavity Laser, ECL）作为光源，激光的波长是 1550 nm，线宽约为 100 kHz。光信号的发射功率约为 -1.5 dBm，在链路中经过掺铒光纤放大器（Erbium-Doped Fiber Amplifier, EDFA）放大。光纤的传输距离为 10 km，采用标准单模光纤（Standard Single Mode Fiber, SSMF）。为了调整接收机的接收光功率（Received Optical Power, ROP），我们在光纤链路的末端部署了一个光衰减器（Variable Optical Attenuator, VOA）。

在接收端，我们采用了一个集成的相干接收机（Integrated Coherent Receiver, ICR）来探测光信号。另一个外腔激光器作为本振进行相干接收。经过相干接收后，光信号转化为电信号，然后被一个采样率为 100 GSa/s 的数字存储示波器（Digital Storage Oscilloscope, DSO）采样。最后，采样得到的数字信号在 MATLAB 中进行离线的信号处理，包括对信号的损伤补偿、DA-RoF 解调和性能评估。

5.2 实验结果分析

对于相干 DA-RoF 系统，按照第2.1节所述，一般有 3 个衡量指标。SNR 和 EVM 本质上都衡量了传输信号的质量，只是呈现方式的不同。对于带宽开销，因为 DA-RoF 是将一个无线信号拆分成了数字信号和模拟信号两个部分，所以频谱效率是 A-RoF 的一半，即 $R = 2$ 。

对于 CPRI 等效速率，在实际计算中，我们需要对公式2-1进行稍微地修改。相干 DA-RoF 系统的 CPRI 等效速率可以由公式5-1计算：

$$EDR = 2 \cdot F_s \cdot B_s \cdot H_L \cdot H_C \quad (5-1)$$

其中， $B_s = 30$, $H_L = 10/8$, $H_C = 16/15$ ，这三个参数与公式2-1中的取值相同。式中的系数2是因为相干系统可以传输两个偏振的信号。又因为在相干 DA-RoF 系统中，我们将多个不同通道的信号聚合在一起，所以在计算 CPRI 等效速率时可以直接采用聚合后无线信号 S 的采样率 F_s ，不需要考虑 N_{MIMO} 和 N_{sector} 。并且，需要注意的是，在实验中，我们不考虑信号的过采样，所以信号的采样率就等于无线信号的符号率。除了以上3个指标以外，还有一个需要关注的指标是 DA-RoF 方案的 SNR 增益。在 AWGN 信道仿真或者 IMDD 系统中，我们都以 A-RoF 作为比较的基准，A-RoF 的性能基本反映了系统的信道 SNR。但是在相干系统中，因为 A-RoF 传输的信号损伤很难补偿，SNR 性能较差，所以我们计算了接收到的 DA-RoF 符号的 SNR 作为基准和恢复出来的无线信号 SNR 进行比较，即计算经过收端相干 DSP 损伤补偿后，还未解调的 DA-RoF 符号序列的 SNR 作为基准。

表 5-1 DA-RoF 系统实验参数设置

N	c_1	c_2	c_3
5	1	5	0.2

首先，我们在相干 DA-RoF 实验系统中传输一个 25 Gbaud 的 DA-RoF 信号，对应的是 12.5 Gbaud 的无线信号 S ，它的 CPRI 等效速率为： $EDR = 2 \times 12.5 \times 30 \times 10/8 \times 16/15 \text{ Gb/s} = 1 \text{ Tb/s}$ 。表5-1是 DA-RoF 架构的实验参数设定。对于 16-QAM 的 CW 信号，我们对标准星座图的符号乘系数 $c_3 = 0.2$ 进行缩放。

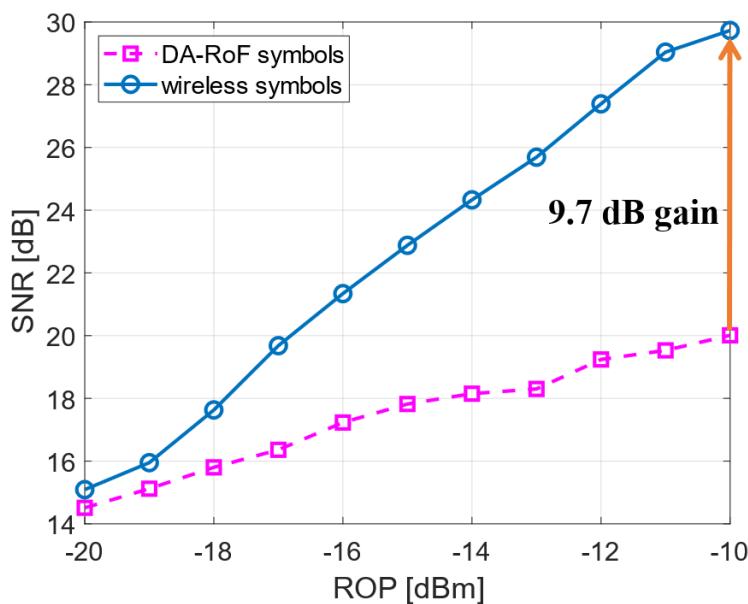


图 5-2 25 Gbaud DA-RoF 信号实验结果：SNR vs ROP

图5-2展示了测得的 SNR 与 ROP 之间的关系，ROP 的扫描范围是-20 dBm~ -10 dBm。图中两条曲线的趋势与图4-3中的类似，两条曲线之间的差距就是 SNR 增益。调节 ROP 是改

变了接收的信号功率，可以等价于仿真中信道 SNR 的改变。由于相干系统的光功率有上限，所以实验中并不能看到明显的增益饱和。当 ROP 为-20 dBm 时，DA-RoF 基本没有增益；随着 ROP 增大，DA-RoF 方案的增益明显变大；当 ROP 为-10 dBm 时，收端 DA-RoF 符号的 SNR 为 20.0 dB，无线信号 SNR 为 29.7 dB，SNR 的增益为 9.7 dB。在第4.2节的仿真中，根据图4-3，当信道 SNR 为 20 dB 时的 SNR 增益为 11.6 dB。仿真和实验存在差距的原因可能是：AWGN 信道是实际系统的一个简化模型，实际相干系统中的各种信号损伤补偿算法存在一定代价等原因。图5-3则是对应的 EVM 和 ROP 之间的关系，EVM 越小意味着信号的传输质量越高。当 ROP 大于-11 dBm 时，恢复的无线信号 EVM 小于 3.5%，根据表2-1，能够满足 256-QAM 信号的传输要求。

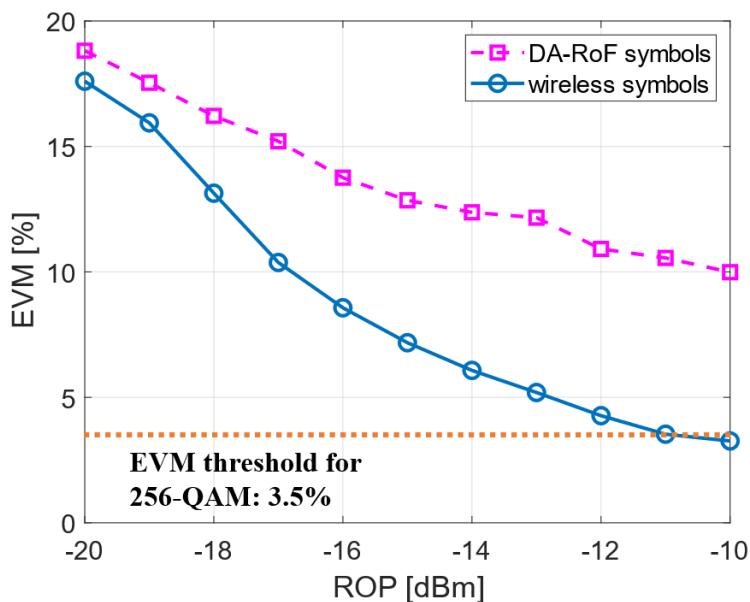


图 5-3 25 Gbaud DA-RoF 信号实验结果：EVM vs ROP

我们还对不同符号率的 DA-RoF 信号进行了实验，实验的参数设定不变，如表5-1所示。实验在-10 dBm 的 ROP 条件下进行。图5-4是无线信号 SNR 与符号率的结果图，从整体趋势来看，随着符号率的升高，无线信号的 SNR 下降，这是因为随着信号带宽的增大，带内的噪声功率变大，相干接收的信号 SNR 变低，进而导致 DA-RoF 方案性能变差。

在图5-4中，DA-RoF 信号的符号率分比为 10 Gbaud, 20 Gbaud, 25 Gbaud, 32 Gbaud；对应的收端 DA-RoF 符号的 SNR 分别为 23.6 dB, 21.0 dB, 20.0 dB, 18.6 dB。相应的，DA-RoF 解调以后的无线信号 SNR 为 34.2 dB, 32.0 dB, 29.7 dB, 25.4 dB。计算得到的 DA-RoF 方案的 SNR 增益为 10.6 dB, 11.0 dB, 9.7 dB, 6.8 dB。EVM 和 ROP 的结果在图5-5中呈现。可以看到，对于 10 Gbaud 的 DA-RoF 信号，它的 CPRI 等效速率是 400 Gb/s，经过系统传输后的 EVM 只有 2%，低于 2.5%，可以满足 1024-QAM 信号的传输要求；对于 20 Gbaud 的 DA-RoF 信号，它的 CPRI 等效速率是 800 Gb/s，经过系统传输后的 EVM 为 2.5%，恰好可以满足 1024-QAM 信号的传输要求；对于 25 Gbaud 的 DA-RoF 信号，它的 CPRI 等效速率是 1 Tb/s，经过系统传输后的 EVM 为 3.3%，低于 3.5%，可以满足 256-QAM 信号的传输要求；对于 32 Gbaud 的 DA-RoF 信号，它的 CPRI 等效速率是 1.28 Tb/s，经过系统传输后的 EVM 为 5.4%，低于 8%，可以满足 64-QAM 信号的传输要求。这些结果表明，如果我们进一步提升相干系统的带宽和 SNR，有希望传输更高带宽的无线信号，它的 CPRI 等效速率可以比现

在更高，也说明相干 DA-RoF 系统是一个极具潜力的方案，有希望应用于 6G 前传场景。

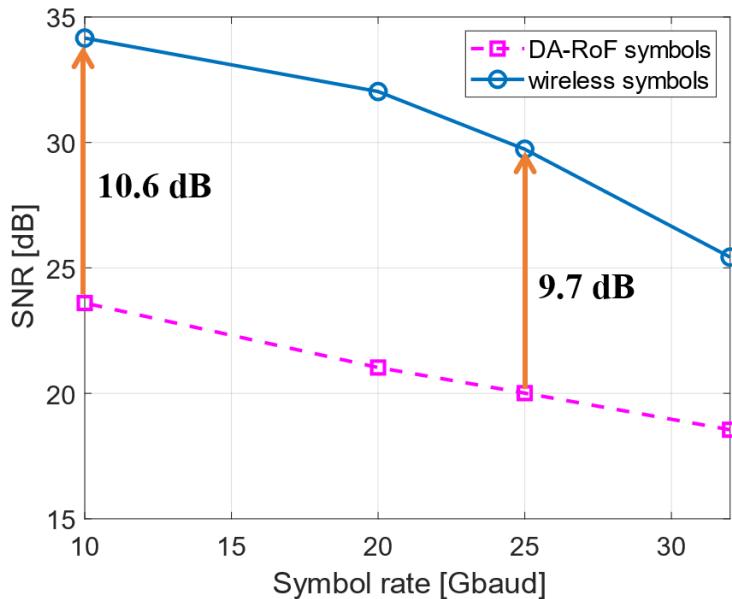


图 5-4 不同符号率 DA-RoF 信号实验结果：SNR vs Symbol rate

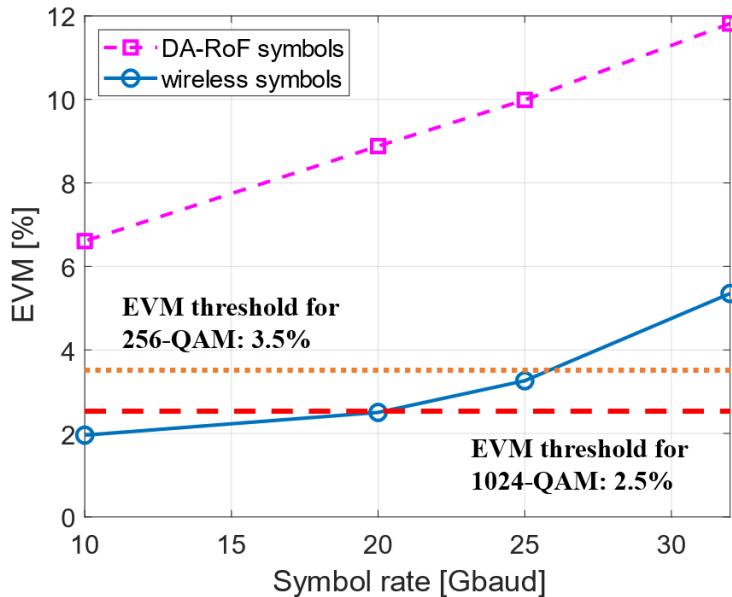


图 5-5 不同符号率 DA-RoF 信号实验结果：EVM vs Symbol rate

5.3 本章小结

本章节通过实验演示了相干数模混合光载无线系统。首先介绍了实验系统各个器件的参数与实验条件。收发端的信号处理通过 MATLAB 离线进行，接收光功率的调节通过在链路中部署 VOA 实现。接着，我们通过调整 ROP 和信号的符号率，测试了信号的传输性能。我们实现了 10 Gbaud, 20 Gbaud, 25 Gbaud, 32 Gbaud 的 DA-RoF 信号传输，对应的 CPRI 等

效速率分别为 400 Gb/s, 800 Gb/s, 1 Tb/s, 1.28 Tb/s。对于 10 Gbaud 和 20 Gbaud 的 DA-RoF 信号, 经过相干传输后的无线信号 EVM 小于等于 2.5%, 可以满足 1024-QAM 信号的传输要求; 对于 25 Gbaud 的 DA-RoF 信号, 经过相干传输后的 EVM 小于 3.5%, 可以满足 256-QAM 信号的传输要求; 对于 32 Gbaud 的 DA-RoF 信号, 经过相干传输后的 EVM 小于 8%, 可以满足 64-QAM 信号的传输要求。这些实验结果证明相干 DA-RoF 系统在 6G 前传中存在一定的应用前景。

第六章 总结与展望

6.1 全文总结

本文围绕无线接入网中的一个重要环节——前传系统展开，前传链路由光纤承载，将无线信号在 BBU 端和 RRU 端之间传输。本文首先介绍了衡量前传系统的几个指标，与一般的光纤传输系统不同，我们不太关注误码率这一指标，我们主要关注前传系统能够承载的无线信号速率和经过传输后的 SNR 与 EVM，还有前传光纤系统的带宽开销。接着，本文介绍了与前传系统相关的基本知识，包括前传承载的无线 OFDM 信号本身的调制解调方法和信号特征等。RoF 技术是前传系统的重要方面，它的研究重点就是如何将无线信号高速率、高效率、低成本地传输，一般可以分为 D-RoF 和 A-RoF 两大类。本文介绍了常见的基于 CPRI 接口的 D-RoF 技术，分析了无线信号的量化编码方式。基于 CPRI 的 D-RoF 方案的优点主要是经过前传系统后的无线信号只受到量化噪声的影响，并且由于量化比特数很多，量化噪声很小，影响基本可以忽略，所以无线信号的 SNR 很高，它的缺点在于采用 OOK 的低阶调制在光纤中传输，带宽开销很大，对光纤系统的带宽要求比较高，难以满足未来承载数据量的要求。此外，我们也对常见的 A-RoF 方案进行了介绍，主要讲述了频域复用和时域复用两种方案。无论是频域复用还是时域复用，它的主要目的是将每个通道的低带宽信号聚合成一个大带宽的信号，然后在光纤中传输。由于光纤中传输的是无线信号的波形信息，并不是量化后的比特信息，所以我们很难用 DSP 去补偿光传输部分带来的损伤，导致传输信号的质量较低，这也是 A-RoF 方案普遍的问题所在。它的优点在于频谱效率要远高于 D-RoF 方案。我们还分析对比了 IMDD 和相干光纤传输系统的结构和优缺点。IMDD 系统的主要优点在于成本低廉，符合前传场景的需求，但它承载的信号速率有限；相干系统的成本相对较高，但它充分利用了相干光的四个维度，传输的谱效率远高于 IMDD 系统，并且 DSP 技术的快速发展极大地提高了相干系统的承载能力，未来随着相干的成本降低，相干有望下沉到短距场景。

在目前 RoF 技术研究的基础上，我们提出了基于相干架构的数模混合光载无线系统。本文重点介绍了相干 DA-RoF 系统的结构，详细说明了 DA-RoF 信号调制与解调的原理，该系统将无线信号拆分成数字信号和模拟信号两部分，并将其调制到相干光的四个维度上，充分利用了数字传输抗噪声能力强和模拟传输频谱效率高的优点，并且能够极大地简化相干系统收发端的编解码算法，大幅提升前传的承载能力。和基于 CPRI 的 D-RoF 方案相比，该方案的频谱效率明显提高，只需要 A-RoF 方案的两倍带宽；和一般的 A-RoF 方案相比，DA-RoF 方案的 SNR 性能要远好于 A-RoF。本文还介绍了适用于数模混合信号的相干损伤补偿方法，包括发射端的预补偿技术和接收端的信号损伤补偿算法。在此基础上，我们在简化的 AWGN 信道下从理论上分析推导了 DA-RoF 方案的增益来源，并与仿真相互印证。对于 DA-RoF 方案中的参数选择问题，我们通过仿真分析了量化参数和缩放系数的取值对性能的影响，也给出了定性的结论。从信道条件来看，信道条件越差，一般倾向于选取更小的量化参数 N ，和较小的缩放系数 c_2/c_1 ；相反，信道条件越好，可以选取更大的量化参数 N 和缩放系数 c_2/c_1 。最后，我们在实验室中通过实验演示了这一系统。我们实验演示了 1 Tb/s CPRI 等效速率的 25 Gbaud DA-RoF 信号传输，且传输质量能够满足 256-QAM 信号的性能要求，SNR 增益达到 9.7 dB，初步达到 6G 前传的承载要求。对于 400 Gb/s CPRI 等效速率的 DA-RoF 信号，它的 SNR 增益达到 10.6 dB，EVM 能够满足 1024-QAM 信号的性能要求。我们还实现

了 1.28 Tb/s CPRI 等效速率的 32 Gbaud DA-RoF 信号的传输，它的 SNR 增益为 6.8 dB，EVM 能够满足 64-QAM 信号的性能要求。这些实验结果表明相干 DA-RoF 系统方案是面向未来 6G 前传的一个具有潜力的方案。

6.2 工作展望

未来，针对无线前传的研究主要有以下几个方向：

(1) 针对 6G 的通信速率要求，高频谱效率、高性能的前传 RoF 技术仍然是一个研究的热点。对于 D-RoF，它的传输性能一般能够满足 EVM 指标要求，如何提高频谱效率是 D-RoF 的一个关注重点，可行的方向有新型的量化编码方案、新的信号调制方法、对量化噪声的新型处理方案等，如 delta-sigma 调制就是一种新型的调制方式；对于 A-RoF，研究的重点在于如何提升信号的 SNR 以满足传输要求，对此，可以选择增加模拟信号的带宽来换取 SNR 的收益，这也相当于 D-RoF 和 A-RoF 之间的一个折中。DA-RoF 方案本质上也是一种用带宽换取性能的方案，在本文工作的基础上，考虑到相干系统的带宽较大，且有高效的 DSP 技术辅助，承载能力较强，可以对无线信号做进一步的拆分，设计新的传输架构，进一步提升信号的传输质量和速率，这也是 DA-RoF 未来的研究方向之一。对数字和模拟信号的复用方式也是研究的方向，在数模混合传输的过程中，需要考虑到数字信号和模拟信号各自的特征，尤其是对信道损伤的敏感程度和损伤补偿的难易度。

(2) 由于实际在无线信道传输的信号是一个射频信号，天线在发送和接收信号时，需要进行上下变频处理。如果前传系统能够承载经过上变频的射频或者中频无线信号，而不是基带信号，那么 RRU 可以进一步简化，有利于密集布站，集中式架构的优势将更加明显。针对中频或者射频无线信号的 RoF 技术也是研究的一个热点。

(3) 目前我们一般将前传作为一个独立的系统进行研究，实际上前传系统可以看成是整个无线通信系统的一个部分，经过光纤传输的无线信号还要经过天线发射，在无线信道中传输，最后到达用户终端。如果我们以这一整个过程作为研究的对象，那么前传系统只是其中的一个子系统，信号需要经历光纤信道和无线信道两种性质不同的信道，最后被接收。从整体目标来看，我们需要保证的是用户终端收到的信号质量最高。因此，我们可以进行光纤信道和无线信道的联合处理，针对无线信号损伤和光信号损伤的各自特点，比如可以联合补偿信号的损伤，或者在光域补偿无线信道的损伤等，这样有希望简化前传系统的结构，简化 DSP 设计。光和无线的融合是未来前传的一个重要研究方向。

参考文献

- [1] SERIES M. IMT Vision—Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2020 and beyond[J]. Recommendation ITU, 2015, 2083: 21.
- [2] China Mobile Research Institute, C-RAN: The Road Towards Green RAN[EB / OL]. [2013-12]. <https://wenku.baidu.com/view/0cf7c66c227916888486d7a1.html>.
- [3] BARTELT J, VUCIC N, CAMPS-MUR D, et al. 5G transport network requirements for the next generation fronthaul interface[J]. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2017, 2017(1): 1-12.
- [4] Study on new radio access technology: Radio access architecture and interfaces (Release 14), 3GPP Specification, TR 38.801 v14.0.0[EB / OL]. [2017]. <https://www.3gpp.org/DynaReport/38-series.htm>.
- [5] PFEIFFER T. Next generation mobile fronthaul and midhaul architectures[J]. Journal of Optical Communications and Networking, 2015, 7(11): B38-B45.
- [6] ZHANG Z, XIAO Y, MA Z, et al. 6G wireless networks: Vision, requirements, architecture, and key technologies[J]. IEEE Vehicular Technology Magazine, 2019, 14(3): 28-41.
- [7] Common Public Radio Interface (CPRI);Interface Specification[EB / OL]. [2015-10-09]. http://www.cpri.info/downloads/CPRI_v_7_0_2015-10-09.pdf.
- [8] Physical channels and modulation (Release 13), 3GPP Specification TS 36.211 v13.13.0[EB / OL]. [2020-01]. <https://www.3gpp.org/DynaReport/36-series.htm>.
- [9] Common Public Radio Interface: eCPRI Interface Specification[EB / OL]. [2019-05-10]. http://www.cpri.info/downloads/eCPRI_v_2.0_2019_05_10c.pdf.
- [10] 中国电信. 5G 时代光传送网技术白皮书[EB / OL]. [2017-09]. <https://max.book118.com/html/2017/1112/139778378.shtml>.
- [11] WANG X, WANG D, ZHANG D, et al. Semi-active wavelength division multiplexing system based on pilot-tone relay detection for 5G centralized front-haul network[J]. IEEE Access, 2021, 9: 64016-64021.
- [12] XU M, LU F, WANG J, et al. Key technologies for next-generation digital RoF mobile fronthaul with statistical data compression and multiband modulation[J]. Journal of Lightwave Technology, 2017, 35(17): 3671-3679.
- [13] SAMARDZIJA D, PASTALAN J, MACDONALD M, et al. Compressed transport of baseband signals in radio access networks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2012, 11(9): 3216-3225.
- [14] ZHU P, YOSHIDA Y, KITAYAMA K I. Adaptive space-time compression for efficient massive MIMO fronthauling[J]. Optics Express, 2018, 26(18): 24098-24113.
- [15] ZHU P, YOSHIDA Y, KITAYAMA K I. FPGA demonstration of adaptive spacetime compression towards high-fidelity, low-latency 5G fronthaul[C] // 45th European Conference on Optical Communication (ECOC 2019). 2019: 1-4.

- [16] KIM S H, CHUNG H S, KIM S M. Experimental demonstration of CPRI data compression based on partial bit sampling for mobile front-haul link in C-RAN[C] // Optical Fiber Communication Conference. 2016: W1H-5.
- [17] XU M, JIA Z, WANG J, et al. Statistical data compression and differential coding for digital radio-over-fiber-based mobile fronthaul[J]. Journal of Optical Communications and Networking, 2019, 11(1): A60-A71.
- [18] ZHANG L, PANG X, OZOLINS O, et al. Digital mobile fronthaul employing differential pulse code modulation with suppressed quantization noise[J]. Optics express, 2017, 25(25): 31921-31936.
- [19] LI H, LI X, LUO M. Improving performance of differential pulse coding modulation based digital mobile fronthaul employing noise shaping[J]. Optics Express, 2018, 26(9): 11407-11417.
- [20] ZHU P, YOSHIDA Y, KITAYAMA K I. Ultra-low-latency, high-fidelity analog-to-digital-compression radio-over-fiber (ADX-RoF) for MIMO fronthaul in 5G and beyond[J]. Journal of Lightwave Technology, 2021, 39(2): 511-519.
- [21] WANG J, YU Z, YING K, et al. Digital mobile fronthaul based on delta-sigma modulation for 32 LTE carrier aggregation and FBMC signals[J]. Journal of Optical Communications and Networking, 2017, 9(2): A233-A244.
- [22] WANG J, JIA Z, CAMPOS L A, et al. Delta-sigma modulation for next generation fronthaul interface[J]. Journal of Lightwave Technology, 2019, 37(12): 2838-2850.
- [23] LI H, HU R, YANG Q, et al. Improving performance of mobile fronthaul architecture employing high order delta-sigma modulator with PAM-4 format[J]. Optics express, 2017, 25(1): 1-9.
- [24] ZHU Y, FANG X, YIN L, et al. Radio-over-fiber transmission supporting 65536-QAM at 25GHz band with high-pass delta-sigma modulation and RF fading mitigation[C] // Optical Fiber Communication Conference. 2022: Tu2G-2.
- [25] ZHU Y, YIN L, WU Q, et al. Up to 16384-QAM IFoF transmission with DML based on 2-bit high-pass delta-sigma modulation[C] // Asia Communications and Photonics Conference. 2021: T3B-6.
- [26] ZHU Y, FANG X, YIN L, et al. Delta-sigma modulation with coherent detection for high-fidelity 4194304-QAM transmission at 71.5 dB SNR[C] // Asia Communications and Photonics Conference. 2021: T4D-4.
- [27] ZHONG L, ZOU Y, ZHANG S, et al. Experimental demonstration of Delta-sigma modulation supported 65536-QAM OFDM transmission for Fronthaul/wifi applications[C] // 2021 European Conference on Optical Communication (ECOC). 2021: 1-3.
- [28] CABALLERO A, ZIBAR D, MONROY I T. Performance evaluation of digital coherent receivers for phase-modulated radio-over-fiber links[J]. Journal of lightwave technology, 2011, 29(21): 3282-3292.
- [29] CHE D, YUAN F, SHIEH W. High-fidelity angle-modulated analog optical link[J]. Optics Express, 2016, 24(15): 16320-16328.
- [30] ISHIMURA S, KAO H Y, TANAKA K, et al. SSBI-free 1024QAM single-sideband direct-detection transmission using phase modulation for high-quality analog mobile fronthaul[C] // 45th European Conference on Optical Communication (ECOC 2019). 2019: 1-4.

- [31] CHE D. Digital SNR adaptation of analog radio-over-fiber links carrying up to 1048576-QAM signals[C]// 2020 European Conference on Optical Communications (ECOC). 2020: 1-4.
- [32] LIU X, ZENG H, CHAND N, et al. CPRI-compatible efficient mobile fronthaul transmission via equalized TDMA achieving 256 Gb/s CPRI-equivalent data rate in a single 10-GHz-bandwidth IM-DD channel[C]// 2016 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC). 2016: 1-3.
- [33] LIU X, ZENG H, EFFENBERGER F. Bandwidth-efficient synchronous transmission of I/Q waveforms and control words via frequency-division multiplexing for mobile fronthaul[C]// 2015 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM). 2015: 1-6.
- [34] LIU X, ZENG H, CHAND N, et al. Efficient mobile fronthaul via DSP-based channel aggregation[J]. Journal of Lightwave Technology, 2015, 34(6): 1556-1564.
- [35] GATTO A, BOFFI P, COMBI L, et al. LTE-A mobile fronthaul exploiting pulse-width modulation in a RSOA-based WDM PON[C]// Optical Fiber Communication Conference. 2016: W3C-6.
- [36] CHO S H, PARK H, CHUNG H S, et al. Cost-effective next generation mobile fronthaul architecture with multi-IF carrier transmission scheme[C]// Optical Fiber Communication Conference. 2014: Tu2B-6.
- [37] SUNG M, KIM J, CHO S H, et al. Experimental demonstration of bandwidth-efficient indoor distributed antenna system based on IFoF technology supporting 4G LTE-A and 5G mobile services[C]// 2018 Optical Fiber Communications Conference and Exposition (OFC). 2018: 1-3.
- [38] SUNG M, CHO S H, KIM J, et al. Demonstration of IFoF-based mobile fronthaul in 5G prototype with 28-GHz millimeter wave[J]. Journal of Lightwave Technology, 2017, 36(2): 601-609.
- [39] HAN C, SUNG M, CHO S H, et al. Performance improvement of multi-IFoF-based mobile fronthaul using dispersion-induced distortion mitigation with IF optimization[J]. Journal of Lightwave Technology, 2016, 34(20): 4772-4778.
- [40] LIU S, ALFADHLI Y M, SHEN S, et al. A novel ANN equalizer to mitigate nonlinear interference in analog-RoF mobile fronthaul[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2018, 30(19): 1675-1678.
- [41] LIU X. Hybrid digital-analog radio-over-fiber (DA-RoF) modulation and demodulation achieving a SNR gain over analog RoF of > 10 dB at halved spectral efficiency[C]// 2021 Optical Fiber Communications Conference and Exhibition (OFC). 2021: 1-3.
- [42] Base Station (BS) radio transmission and reception (Release 17), 3GPP Specification TS 36.104 v17.4.0[EB/OL]. [2021-12]. <https://www.3gpp.org/DynaReport/36-series.htm>.
- [43] CHE D. Analog vs digital radio-over-fiber: a spectral efficiency debate from the SNR perspective[J]. Journal of Lightwave Technology, 2021, 39(16): 5325-5335.
- [44] Study on New Radio Access Technology Physical Layer Aspects (Release 14), 3GPP TR 38.802 v14.2.0[EB/OL]. [2017-09]. <https://www.3gpp.org/DynaReport/38-series.htm>.
- [45] Study on New Radio Access Technology; Radio Interface Protocol Aspects (Release 14), 3GPP TR 38.804 v14.0.0[EB/OL]. [2017-03]. <https://www.3gpp.org/DynaReport/38-series.htm>.

- [46] SCHREIER R, TEMES G C, et al. Understanding delta-sigma data converters[M]. IEEE press Piscataway, NJ, 2005.
- [47] ZHOU X, URATA R, LIU H. Beyond 1 Tb/s intra-data center interconnect technology: IM-DD or coherent?[J]. Journal of Lightwave Technology, 2020, 38(2): 475-484.
- [48] CHEN S, LIANG Y C, SUN S, et al. Vision, requirements, and technology trend of 6G: How to tackle the challenges of system coverage, capacity, user data-rate and movement speed[J]. IEEE Wireless Communications, 2020, 27(2): 218-228.
- [49] MORSY-OSMAN M, ZHUGE Q, CHAGNON M, et al. Experimental demonstration of pilot-aided polarization recovery, frequency offset and phase noise mitigation[C] // Optical Fiber Communication Conference. 2013: OTu3I-6.

致 谢

大学本科四年已经进入尾声，新的旅程即将开始。在大学四年中，有幸认识了许多良师益友，受到了很多人的帮助，在此表示感谢。

感谢诸葛群碧老师。整个毕设的主题是在诸葛老师的指导下确定并完成的。从大三起，我就加入了诸葛老师的实验室。在诸葛老师的指导下，我从一个科研小白到慢慢熟悉光通信领域，到能够相对独立地完成一些科研的任务。诸葛老师不仅在知识与技术上给了我很大的帮助，还在精神上给予我很大的鼓励。正是在与诸葛老师的多次深入交流中，我更加坚定了在本校继续深造的决心。

感谢实验室的师兄师姐，尤其是符梦凡师姐、范芸芸师姐、曾小波师兄和江和洵师兄。他们毫无保留地与我分享科研的方法与经验，在代码调试和实验等各个方面都给予了我很大的帮助。我在与他们讨论的过程中学习到了很多，也逐渐对科研有了更深入的理解。

感谢我的家人。大学四年并非一帆风顺，科研亦是如此。是我的家人在我失落与迷茫时给予鼓励与支持，他们是我永远坚强的后盾。无论我做任何选择，他们总是无条件地支持着我。无论面对失败还是挫折，他们总是默默地支持，给予我鼓励。

感谢我的朋友们。感谢我的室友吴文成、薛春宇、王旭，我们互相帮助，互相督促，一起经历了大学四年的宝贵时光。

学术论文和科研成果目录

学术论文

- [1] Qunbi Zhuge, Yicheng Xu, Yunyun Fan, Xiaobo Zeng, Mengfan Fu, Lilin Yi, Weisheng Hu, and Xiang Liu, "Transmission of Tb/s CPRI-equivalent rate using coherent digital-analog radio-over-fiber (DA-RoF) system," in Optical Fiber Communication Conference (OFC) 2022, paper W4C.5.
- [2] Yunyun Fan, Mengfan Fu, Xiaomin Liu, Yicheng Xu, Lilin Yi, Weisheng Hu, and Qunbi Zhuge, "Low-cost asymmetric point-to-multipoint coherent architecture for access networks," in Optical Fiber Communication Conference (OFC) 2022, paper Th3E.6.
- [3] Mengfan Fu, Qiaoya Liu, Yicheng Xu, Hexun Jiang, Xiaobo Zeng, Yiwen Wu, Lilin Yi, Weisheng Hu, and Qunbi Zhuge, "Multi-dimensional distribution matching with bit-level shaping for probabilistically shaped high order modulation formats," Journal of Lightwave Technology 40, 2870-2879 (2022)
- [4] Yicheng Xu, Qunbi Zhuge, Yunyun Fan, Mengfan Fu, Xiaobo Zeng, Hexun Jiang, Lilin Yi, Weisheng Hu, and Xiang Liu, "Coherent digital-analog radio-over-fiber (DA-RoF) system with a CPRI-equivalent data rate beyond 1 Tb/s for fronthaul," Optics Express (Under revision)

THE DESIGN AND IMPLEMENTATION OF COHERENT DIGITAL-ANALOG RADIO-OVER-FIBER SYSTEM

The centralized radio access network (C-RAN), which has deployed since the 4G era, has been deemed as a significant architecture that bridges the optical fiber network and wireless mobile network. In C-RAN, the modules for baseband signal processing are deployed centrally, denoted as baseband unit (BBU), and the remote radio unit (RRU) with distributed deployment provides the interface with antenna arrays. The link between BBUs and RRUs is defined as fronthaul, which is an important part of C-RAN architecture. The radio-over-fiber (RoF) technologies are used to implement the mobile fronthaul transmission. Since traditional RoF technologies can not satisfy the requirements of the large capacity, low latency and high signal fidelity transmission for future fronthaul, many efficient transmission architectures for fronthaul have been under active study. In this paper, we propose and experimentally demonstrate a coherent digital-analog radio over fiber (DA-RoF) system. The proposed coherent DA-RoF system includes DA-RoF modulation, demodulation and DA-RoF compatible coherent digital signal processing (DSP) blocks. A theoretical analysis of the DA-RoF scheme is accomplished. To further validate the theoretical analysis, simulation is finished and the optimization of rounding parameter and scaling factors is done. Finally, an experiment is demonstrated. The coherent DA-RoF system can achieve the signal transmission of 1 Tb/s Common Public Radio Interface (CPRI) equivalent data rate and the SNR gain reaches 9.7 dB.

In the second chapter, we firstly introduce several evaluation metrics of the RoF system. Unlike the general optical fiber system, we do not mainly focus on the bit error ratio (BER) metric. Instead, we focus on the data rate of wireless signals transmitted in the RoF system and the error vector magnitude (EVM) or equivalently signal-to-noise ratio (SNR) of the recovered wireless signals after transmission, as well as the bandwidth consumption of the fiber-based RoF system. Then, we describe the basic knowledge and technologies related to the fronthaul and RoF system. The modulation and demodulation methods of Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) signals are introduced, as well as the statistical characteristics of the OFDM wireless signals. As a significant part of fronthaul, RoF technologies are typically classified as digital radio-over-fiber (D-RoF) and analog radio-over-fiber (A-RoF), and the research of them primarily focuses on how to transmit a high data rate wireless signal with high spectral efficiency and low cost. For D-RoF, we describe the CPRI-based D-RoF technology and analyze the quantization and encoding methods of wireless signals. The advantage of CPRI-based D-RoF scheme is mainly that the wireless signals after fronthaul transmission is only affected by the quantization noise. And because of the large number of quantization bits, the quantization noise is very small whose impact can be basically ignored. So the SNR of the recovered wireless signals is extremely high. Its disadvantage is the relatively low spectral efficiency, due to the on-off keying (OOK) modulation format in fiber transmission. The CPRI-based D-RoF scheme is difficult to meet the bandwidth requirements of future fronthaul. In addition, we also introduce the A-RoF schemes, mainly the frequency domain multiplexing (FDM) scheme and time domain multiplexing (TDM) scheme. Whether FDM or TDM scheme, its main purpose is to aggregate the low-bandwidth wireless signals of each channel into one large-bandwidth

signal, which is then transmitted in the optical fiber system. Since the waveform information of the wireless signals is transmitted through the fiber instead of the quantized bit information, it is difficult to use DSP technologies to compensate for the impairments caused by the optical fiber transmission, which results in a low SNR of the recovered wireless signals. Its advantage lies in the high spectral efficiency compared with D-RoF scheme.

We also introduce the architecture of intensity modulation direct detection (IMDD) and coherent fiber system. The IMDD system only transmits one-dimension signal, and due to its low-cost feature, so far, the optical modules for fronthaul adopt IMDD scheme. But the symbol rate of signals transmitted in the IMDD system is limited because of the signal impairments such as chromatic dispersion. As an alternative, coherent system makes full use of the four dimensions of coherent light, so the spectral efficiency of coherent system is usually much higher than that of IMDD system. Thanks to the rapid development of DSP technologies, signal impairments such as chromatic dispersion and laser phase noise can be compensated with little penalty. The disadvantage of coherent system is its high cost and large power consumption which are critical factors in fronthaul. In the future, with the development of low-cost coherent technologies, coherent system is expected to be applied in the short-haul scenarios such as fronthaul.

Next, we mainly introduce our proposed coherent DA-RoF system. The third chapter introduces the details of coherent DA-RoF system, including DA-RoF modulation, DA-RoF compatible coherent DSP blocks and DA-RoF demodulation. In DA-RoF modulation, an aggregated OFDM wireless signal, denoted as S , is divided into two parts: a digital signal W_1 and an analog signal W_2 . The digital signal W_1 is generated by a rounding operation, which represents the major information of the original signal S . The rounding operation turns a complex number into its nearest Gaussian integer and the rounding parameter can be optimized under the condition of different channel SNR. The analog signal W_2 is the error between the wireless signal S and digital signal W_1 , which contains the minor information of original signal S . Then the generated digital and analog signal is properly scaled and time domain multiplexed. The scaling factors also need to be optimized to get a better performance of recovered wireless signals. The coherent DSP blocks at the transmitter side mainly includes pulse shaping filter, radio frequency (RF) pilot adding and pre-emphasis. The pulse shaping filter is a root raised cosine (RRC) filter. The RF-pilot is used for carrier phase recovery and frequency offset compensation. Pre-emphasis is applied to pre-compensate filtering effects, when the coherent system bandwidth is limited by the transceiver. At the receiver side, coherent DSP blocks for signal impairments compensation is first deployed. After front-end correction, the pilot is extracted and used for phase noise compensation. After carrier phase recovery, two multiple input multiple output (MIMO) equalizer is employed to further improve the performance. The first 2-by-2 complex equalizer is used to compensate linear impairments such as chromatic dispersion, polarization mode dispersion and polarization rotation, as well as inter-symbol interference. The second 4-by-4 real equalizer is to compensate the inphase-quadrature (IQ) error generated by the transmitter. After the DSP blocks for impairments compensation, the DA-RoF signal is time domain demultiplexed and demodulated to recover the wireless signal S . The digital signal W_1 goes through the rounding operation again and then is demodulated to the transmitted QAM signal. The demodulated digital signal W_1 and the analog signal W_2 are summed up to recover the original wireless signal S .

Then we analyze the DA-RoF scheme theoretically and explain the SNR gain of DA-RoF scheme compared with A-RoF scheme. Without loss of generality, we simplify the system, considering the DA-RoF scheme in an additive white gaussian noise (AWGN) channel. We get the formula which can give the accurate theoretical SNR gain of the DA-RoF scheme. The simulation of DA-RoF scheme is also studied. In the simulation, we verify the result of theoretical analysis and illustrate the optimization of rounding parameter and scaling factors. We can first adopt a fixed rounding parameter, and then change the scaling factors under the different channel SNR. The optimization of different rounding parameter follows the same procedure. In general, for a low channel SNR, a relatively small c_2/c_1 and small rounding parameter is needed, while for a high channel SNR, a large c_2/c_1 together with a large rounding parameter is preferred to get a better performance. Based on the channel SNR of the coherent system, we choose $c_2/c_1 = 5$ and the wireless signal is rounded into a probabilistic shaped (PS) 121-QAM signal.

Moreover, we experimentally demonstrate the coherent DA-RoF system. A 25 Gbaud DA-RoF signal with 1 Tb/s CPRI-equivalent data rate is transmitted through fiber, achieving a SNR gain of 9.7 dB. The SNR of the recovered wireless signals is about 29.7 dB, which can satisfy the EVM requirement of 256-QAM signals. For a 10 Gbaud DA-RoF signal with 400 Gb/s CPRI-equivalent data rate, its SNR can reach 34.2 dB and the EVM performance can satisfy the requirement of 1024-QAM signals. For a 20 Gbaud DA-RoF signal with 800 Gb/s CPRI-equivalent data rate, its SNR can reach 32.0 dB and the EVM performance can satisfy the requirement of 1024-QAM signals as well. For a 32 Gbaud DA-RoF signal with 1.28 Tb/s CPRI-equivalent data rate, its SNR can reach 25.4 dB and the EVM performance can satisfy the requirement of 64-QAM signals. All the results indicate that the proposed coherent DA-RoF system is a promising candidate for future 6G fronthaul.

In conclusion, DA-RoF scheme fully utilizes the advantages of high noise-tolerant digital transmission and high spectral efficiency analog transmission, and can greatly simplify the encoding and decoding algorithm at the transceiver. Compared with the CPRI-based D-RoF scheme, the spectral efficiency of this scheme is significantly improved, only requiring twice the bandwidth of the A-RoF scheme. Compared with the A-RoF scheme, the SNR performance of the DA-RoF scheme is much better than that of the A-RoF. With further improved bandwidth and SNR of coherent systems, CPRI-equivalent multi-Tb/s fronthaul transmission can be achieved.