

Research on avionics wireless LAN relay communication method

A Dissertation Submitted for the Degree of Master

Candidate: Wu Junjie

Supervisor: Prof. Li Qiao

School of Electronic and Information Engineering

Beihang University, Beijing, China

Abstract

The integrated network of avionics systems is the centre for in-flight data exchange, and the cable size, power consumption and maintenance costs of traditional wired networks cannot be ignored. Wireless Avionics intra-communication (WAIC) technology can replace the wired interconnection between some devices in the aircraft with wireless, which can reduce the fuel consumption caused by the original cables and their reinforcement components and improve the in-flight environment. In this paper, the IEEE 802.11 protocol is adapted for avionics intra-aircraft high-rate communication scenarios, and the effective capacity model is introduced to analyze the queuing delay at the transmitter side and solve the power allocation problem of the relay cooperation communication system under the total power constraint.

The main research content and innovative work of this paper include the following parts:

1. In this paper, the WAIC applicability simulation and analysis of IEEE 802.11 physical layer communication technology are carried out. The dimension characterization of the line replaceable units and modules was carried out concerning the ASAAC standard. The ray-tracing algorithm is used to model the channel, and the root-mean-square delay spread of the multipath channel is about 8ns, which is a quasi-static channel. Setting the significance level to 1% by the K-S test, it is determined that the Rice distribution is suitable for the channel fading of the avionics compartment channel. The performance of different physical layer signal processing technologies was evaluated, and the tolerable bit error rate was set as 10^{-6} . The signal-to-noise ratio of different modulation orders was recorded as the interval reference of rate adaptive control.

2. By introducing the effective capacity model, the queuing delay of the signal at the transmitter is analyzed. The formulas of delay violation probability for flat fading and frequency selective fading channels are derived. For a WAIC system with a communication bandwidth of 20MHz, an average signal-to-noise ratio of the receiving end of 10dB, a transmission data frame length of 2ms, and a constant arrival rate of 55Mbit/s, the delay violation probability constraint value is set to 10^{-4} . Simulation results show that the upper bound of queuing delay at the transmitter is 15ms.

3. Considering that the outage capacity of a single-link transmission communication system may approach 0 under QoS requirements, this paper introduces a single relay node, analyzes Amplify-and-Forward and Decode-and-forward modes, and introduces diversity gain into the system. The simulation results show that when the QoS exponent approaches infinity, the system can obtain a non-zero zero-outage capacity under the cooperation of the relay node, which can meet the requirements of effectiveness and reliability of avionics communication. DF usually performs better than AF when the distance between the relay node and the transmitter is close to that between the relay node and the receiver.

Key words: wireless LAN, WAIC, effective capacity, cooperation communication

目 录

第一章 绪论	1
1.1 课题来源及研究意义	1
1.2 国内外研究现状	2
1.2.1 无线航空电子机内通信	2
1.2.2 有效容量模型	4
1.2.3 中继协作通信	5
1.3 论文主要内容	8
1.3.1 研究内容	8
1.3.2 论文章节安排	9
第二章 航空电子无线局域网通信性能保障机制研究	11
2.1 IEEE 802.11 协议技术分析	11
2.1.1 IEEE 802.11 协议概述	11
2.1.2 IEEE 802.11 物理层技术分析	13
2.2 IEEE 802.11 的 WAIC 应用的技术适用性	19
2.2.1 发射端 CSI 获取机制	19
2.2.2 波束成形	22
2.2.3 发射速率自适应	24
2.3 IEEE 802.11 在 WAIC 中的适用性技术仿真	25
2.3.1 波束成形技术仿真分析	25
2.3.2 速率自适应技术仿真分析	27
2.4 本章小结	29
第三章 航空电子无线通信有效容量研究	30
3.1 航空电子无线信道建模	30
3.1.1 射线追踪算法	30
3.1.2 航空电子客舱无线信道仿真分析	32
3.1.3 航空电子设备舱无线信道仿真分析	35
3.2 基于有效容量的排队时延上界分析	38

3.2.1 有效容量与有效带宽理论模型	38
3.2.2 频率选择性信道的有效容量分析	40
3.2.3 数据帧长度服从指数分布的到达流量有效带宽分析.....	42
3.3 发射端缓冲队列排队仿真分析	43
3.3.1 信道分布拟合分析	43
3.3.2 排队仿真参数设置	46
3.3.3 排队仿真与理论分析	47
3.4 本章小结	50
第四章 航空电子无线局域网编码转发中继技术研究	51
4.1 中继协作通信传输模式选择	51
4.1.1 放大转发中继通信协议	53
4.1.2 编码转发中继通信协议	54
4.2 基于有效容量模型的节点功率分配问题研究	55
4.2.1 AF 节点功率分配方法研究.....	55
4.2.2 DF 节点功率分配方法研究	58
4.2.3 DF 节点功率分配方法改进策略分析.....	60
4.3 基于有效容量模型的编码转发技术仿真验证	62
4.3.1 中继通信仿真参数设置	62
4.3.2 中继通信仿真结果分析	63
4.4 本章小结	66
第五章 航空电子无线局域网仿真评价研究	67
5.1 基于 MATLAB 的航空电子无线局域网通信仿真	67
5.1.1 无线局域网仿真参数设置	67
5.1.2 无线局域网仿真结果分析	68
5.2 基于软件无线电平台的实测分析	72
5.2.1 软件无线电平台参数设置	72
5.2.2 密闭环境通信实测分析	74
5.2.3 速率自适应算法实测分析	76

5.3 本章小结	78
总结与展望	79
参考文献	81
附录	87
A. 有效容量公式的推导	87
攻读硕士学位期间取得的学术成果	89
致谢	90

附图目录

图 1 WAIC 系统分类	3
图 2 802.11 物理层信号处理过程.....	13
图 3 数据扰码器	14
图 4 子载波分配	16
图 5 CP 处理过程	16
图 6 2x2 MIMO 示意图	17
图 7 802.11ax 单用户物理数据帧结构.....	19
图 8 波束成形流程	24
图 9 发射端探测与接收端波束成形流程	26
图 10 MCS3 不同位数量化波束成形 PER 性能对比	26
图 11 MCS5 不同位数量化波束成形 PER 性能对比	27
图 12 设置不同 MCS 时的 BER 与 PER	28
图 13 自适应速率算法仿真结果	28
图 14 SBR 接收原理图	31
图 15 Boeing 737-200 客舱信道仿真	33
图 16 Boeing 737-200 客舱信道 PDP	34
图 17 500 次客舱仿真计算得到的 RMS 时延扩展	35
图 18 航空电子设备舱模型	36
图 19 A777-200 航空电子设备舱实景	36
图 20 航电设备舱射线追踪仿真结果	37
图 21 某次仿真得到的设备舱信道 PDP	37
图 22 发射端缓冲队列排队模型	39
图 23 航电设备舱信道分布拟合结果	44
图 24 不同平均 SNR 下的归一化有效容量.....	45
图 25 场景一排队仿真与理论计算结果	47
图 26 场景二排队仿真与理论计算结果	48
图 27 场景三排队仿真与理论计算结果	48
图 28 有效容量与有效带宽曲线	49

图 29 场景四排队仿真与理论计算结果	50
图 30 中继协作通信系统示意图	52
图 31 WAIC 网络中的中继协作示意图	62
图 32 AF 节点功率分配方法与直接通信链路的归一化有效容量	63
图 33 DF 节点功率分配方法 s_3 与直接通信链路的归一化有效容量	64
图 34 三种不同的 DF 节点功率分配方法与直射链路在 $\theta \rightarrow 0$ 时的有效容量	64
图 35 DF 与 AF 的有效容量数值对比	65
图 36 MATLAB 仿真流程图	68
图 37 航空电子设备舱射线追踪算法结果	69
图 38 时延功率谱与出发角和到达角的三维图示	69
图 39 仿真传输数据包 1 时的接收信号信息	70
图 40 MCS 为 4 的数据包 1 的星座图	70
图 41 发射信号与接收信号的功率谱	71
图 42 仿真发送 100 个数据包得到的统计数据	71
图 43 Y320 板卡 PC 模式信号处理过程示意图	73
图 44 软件无线电实物图	74
图 45 系统参数设置与实测数据	74
图 46 接收信号时域波形与数据域信道均衡后星座图	75
图 47 接收信号功率谱密度与信道估计结果	75
图 48 粗同步与精同步时域信号波形	75
图 49 IEEE802.11ax 接收端 PHY 演示仿真界面	76
图 50 速率自适应算法流程	77
图 51 原始策略实测速率自适应算法结果	77
图 52 改进策略实测速率自适应算法结果	78

附表目录

表 1 IEEE 802.11 协议族	12
表 2 IEEE 802.11n、ac 和 ax 对比	12
表 3 802.11ax MCS 表	15
表 4 PER 下降为 10^{-2} 时的信噪比	27
表 5 LRM 建模尺寸信息	35
表 6 设备舱射线追踪统计数据	37
表 7 设定 $\alpha = 1\%$ 时，信道分布的 K-S 检验结果	44
表 8 WAIC 无线局域网仿真参数	67
表 9 Y320 发射端射频前端工作参数设置	72
表 10 Y320 接收端射频前端工作参数设置	73

英文缩略词对照表

缩略词	全称	中文释义
WAIC	Wireless Avionics intra-communication	无线航空电子机内通信
ASAAC	Allied Standard Avionics Architecture Council	联合标准航空电子架构委员会
LRU	Line Replaceable Unit	航线可替换单元
LRM	Line replaceable Module	航线可替换模块
DF	Decode and Forward	解码转发
AVSI	Aerospace Vehicle System Institute	航空宇航车辆系统研究所
IMA	Integrated Modular Avionics	综合模块化航空电子系统
RA	Radio Altimeter	无线电高度计
ITU	International Telecommunication Union	国际电信联盟
WSN	Wireless Sensor Network	无线传感器网络
WATM	Wireless Asynchronous Transfer Mode	无线异步传输模式
AP	Access Point	接入点
EC	Effective Capacity	有效容量
CSI	Channel State Information	信道状态信息
AF	Amplify and Forward	放大转发
MIMO	Multi-Input Multi-output	多输入多输出
SINR	Signal Interference Noise Ratio	信干噪比
MMSE	Minimum mean-squared error	最小均方误差
DCF	Distributed Coordination Function	分布式协调功能
BER	Bit Error Rate	误比特率
FCC	Federal Communications Commission	美国联邦通信委员会
ISM	industrial, scientific, and medical	工业、科学、医疗
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing	正交频分复用
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access	正交频分复用多址

缩略词	全称	中文释义
GI	Guard Interval	保护间隔
FEC	Forward Error Correction	前向纠错
LDPC	Low-density Parity-check	低密度奇偶校验
MCS	Modulation and coding scheme	调制编码策略
SC	sub-carrier	子载波
DC	Direct Current	直流
ICI	Inter-carrier interference	载波间干扰
RU	Resource Unit	资源块
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform	反傅里叶变换
ISI	Inter-Symbol Interference	符号间干扰
CP	Cyclic Prefix	循环前缀
SNR	Signal to Noise Ratio	信噪比
STBC	Space-Time Block Coding	空时分组编码
L-STF	Legacy-short training field	传统短训练域
L-LTF	Legacy-long training field	传统长训练域
L-SIG	Legacy-Signal field	传统信号域
HE	High Efficiency	高效率
AGC	Automatic Gain Control	自动增益控制
CSD	Cyclic Delay Diversity	循环移位分集
SISO	Single Input Single Output	单发单收
SIMO	Single Input Multiple Output	单发多收
ZF	Zero Forcing	迫零
STA	Station	无线终端
SVD	Singular Value Decomposition	奇异值分解
AWGN	Additive White Gaussian Noise	高斯白噪声
TDD	Time Division Duplexing	时分双工
ARF	Automatic RateFallback	自动速率回退
ACK	Acknowledge	确认

缩略词	全称	中文释义
PER	Packet Error Rate	误包率
UWB	Ultra Wide Band	超宽带
LOS	Line of sight	视距
SBR	Shooting and Bouncing Rays Method	发射射线法
RMS	Root Mean Square	均方根
SNC	Stochastic Network Calculus	随机网络演算
LDP	Large Derivation Principle	大偏移原理
PDF	Probability Density Function	概率密度函数
CDF	Cumulative distribution function	累积分布函数
OSI	Open System Interconnect	开放式系统互联
MRC	Maximal Ratio Combining	最大比合并
KKT	Karush-Kuhn-Tucker	卡鲁什-库恩-塔克
SDR	Software Defined Radio	软件无线电
PC	Personal Computer	个人电脑
DMA	Direct Memory Access	直接存储器访问

第一章 绪论

1.1 课题来源及研究意义

本课题来源于无线航空电子机内通信（Wireless Avionics intra-communication, WAIC）预先研究中无线局域网技术适用性改造的相关研究部分。

航空电子系统经历了分立式、联合式、综合式到先进综合式的发展历程，仍在向实时性能更好、可靠性能更高的目标发展^[1]。作为航空电子系统的主要支撑技术之一，机载网络通信技术也取得了很多进展。机载网络将多种通信设备连接起来，按照固定的方式和速率传输数据，有着高可靠性等特点。随着航空电子系统的不断发展，机载网络需要传输的数据量也越来越大，现有的 MIL-STD-1553、AFDX 和 TTE 等有线网络架构，需要在飞行器内部布置大量的电缆。德州农工大学航空宇航车辆系统研究所（Aerospace Vehicle System Institute, AVSI）的一项研究显示，一架 A380-880 客机上装备了长度为 470km 的十万条电缆，重达 5700kg。此外，客机上还需要额外 30%重量的挽具用于电缆固定，这将整体的重量增加到了 7410kg。随着电缆数量的增加，飞机的负载总量和储油量都会受到一定的影响，其续航能力和飞行性能也会下降。近年来，许多先进技术如微传感器、综合模块化航空电子系统（Integrated Modular Avionics, IMA）结构的采用，对系统带宽和网络总线拓扑结构提出了更高的要求。为了减轻机体重量、降低安装和维护成本，提高飞行的安全性和可靠性，使用无线通信替代部分有线通信，是未来飞行器机内通信发展的方向之一^[2]。

本研究基于商用货架协议 IEEE 802.11 进行适用性改造，首先分析对比不同物理层信号处理技术的 QoS 性能，如误比特率与吞吐量等。对于航空电子设备舱内部特殊的多金属部件和密闭环境等特性，建模多径信道的物理模型，分析信道衰落特性。基于上述衰落分布，引入有效带宽与有效容量模型，推导平坦衰落与频率选择性衰落信道的时延违背概率公式，对比分析不同到达速率下发射端缓冲队列中的排队时延性能表现。对于存在直射链路的单中继系统，采用放大转发与编码转发的中继方式，在系统发射总功率不变的限制下，建模有效容量最大化问题，对通信系统各节点发射功率进行最优分配，优化系统的整体性能，分析中继通信系统的有效性与可靠性表现。

1.2 国内外研究现状

1.2.1 无线航空电子机内通信

航空电子系统对通信系统的有效性与可靠性有很高的要求。很长一段时间以来，航空电子系统的数据传输都是以 MIL-STD-1553、ARINC-429 和 ARINC-664（AFDX）等有线网络作为基础，但是有线网络的使用也伴随着很多问题。复杂的网络结构中包含了了大量的设备和电缆，这需要很大的人力物力来维护这些设备。许多航空飞行器上装备之间的通信电缆会使用很长时间，直至下一次大检修才会更换，而维修过程需要将整个通信设备拆除才能完成。电缆的老化可能会造成链路连接失败甚至放电起火，造成不可挽回的损失，影响操作效率和飞行安全。

随着无线通信技术的快速发展，利用无线通信替代飞行器内的部分有线通信的想法得到了制造商的广泛关注。无线航空电子机内通信的推广带动了一系列新兴的标准^[3]，用于将监管和安全相关的应用从有线网络迁移到下一代无线通信的网络中去。WAIC 技术的使用可以减轻电缆总重量，降低维护成本，提高整机效率。WAIC 系统采用特定的频率范围进行无线通信，这些频率被分配给航空电子系统以避免与其他无线通信系统产生干扰。在飞行器内部，各种设备通过无线接口互相连接，并通过分布式天线系统发送和接收信号。这些设备包括航空电子设备、传感器、执行器、控制面板等。WAIC 将用于与安全、可靠和高效的飞机运行有关的任务，如飞机结构的健康监测、传感、控制、语音、视频和现场总线通信等^[4]。另一方面，由于无线通信的随机衰落传播特性，通过无线网络实现有线网络的 QoS 保证功能是一项困难的任务。除此之外，WAIC 还需要考虑无线电高度计（Radio Altimeter, RA）对数据通信的干扰问题。

WAIC 的安全性和经济性被业界看到，这是航空电子技术发展的一个新的挑战。2010 年世界无线电通信大会（WRC-10）通过了 M.2197 报告，介绍了国际商用航空产业预期的 WAIC 系统应用现状。2013 年 WRC-13 上通过 M.2283 报告，讨论了 WAIC 系统的应用特点和对频谱需求的估计。2014 年十一月发布的 M.2318 报告，表明 4.2~4.4GHz 频段是满足 WRC-15 议程要求的 15.7GHz 以下的唯一选择。2015 年世界无线电通信大会发布标准 M.2285，正式确定了 4.2~4.4GHz 作为 WAIC 的通信频段^[5]。

研究者们考虑在各类商用货架（commercial off-the-shelf, COTS）无线协议中做出选择，来满足航空电子系统实时性和可靠性的要求。国际电信联盟（International Telecommunication Union, ITU）发布的 M.2283 建议书^[6]考虑将 802.15.4（Zigbee）作

为无线传感器网络（Wireless Sensor Network, WSN）的通信协议，将 802.11a/g 作为高速率传输协议。如图 1 所示，WAIC 系统根据通信速率和天线位置将通信场景分为四类：内部高速应用（high inside, HI）、内部低速应用（low inside, LI）、外部高速应用（high outside, HO）和外部低速应用（low outside, LO）。建议书提出一系列解决方案，对于单链路速率小于 10kbit/s 的低速场景，以 IEEE 802.15.4 为基础进行适用性改造；对于单链路速率范围由 12.5kbit/s 到 1.6Mbit/s，峰值速率可达 4.8Mbit/s 的高速场景，以 IEEE 802.11 为基础进行通信协议开发。

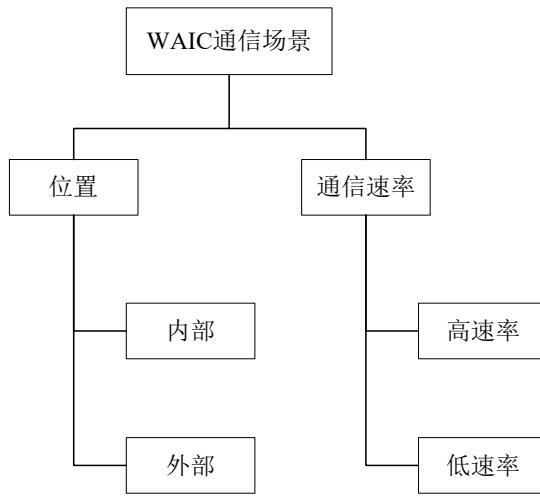


图 1 WAIC 系统分类

在无线协议选择方面，文献[7]将 802.15.3（UWB）、802.11a、802.11n、ECMA 368（Wi-Media）、802.15.4（Zigbee）以及 802.16（Wi-Max）在 WAIC 系统中的应用做了对比，考虑传输时间、编码效率、覆盖范围、接收功率以及一些 QoS 指标如吞吐量、能量损耗和误比特率等。仿真结果显示，相较于数据负载大小以及数据帧头占比，数据传输时间更容易受到协议传输速率的影响。在编码效率方面，Zigbee 更适合小数据的传输，随着数据大小的增加，UWB、Wi-Max 和 Wi-Fi 有更好的表现。分析指出，802.11n 及 ECMA-368 更适合 HI/HO 系统，而 Zigbee 对 LI/LO 场景适配性更好。文献[8]评估了 LTE/5G 技术支持 WAIC 高速率数据通信的可行性。在无人的模拟机舱和外部环境中进行测量显示，在没有 RA 的干扰场景下，至少一种通信技术可以满足高速率传输需求。而在有 RA 信号干扰的场景下，应考虑采用更稳健的策略来提高通信网络的鲁棒性。

在无线通信系统架构方面，文献[9]提出一种将有线与无线结合的通信方案，无线异步传输模式（Wireless Asynchronous Transfer Mode, WATM）。WATM 将 AFDX 或 TTE 作为有线部分，在不改变原有网络结构的前提下，在接入点（Access Point, AP）

处与无线设备互联。通常 AFDX/TTE 架构上的 WATM 是现有有线网络的扩展，不需要对传统的网络主干进行任何修改。与 WATM、ATM 和终端相关的所有数据的处理都由适配器隔离。适配器通过对有线数据帧进行处理，加上无线协议的帧头与帧尾，完成有线与无线通信之间的转换与链接。文献[10]提出一种接入点部署方案，为了减少部署在机舱内的机载移动通信设备对航空电子设备的干扰，需要安装多个 AP 以降低必要的传输功率。由于客舱信道的隧道形状，多个 AP 通过光纤连接，可以提供传输分集。文章中提出一种最优部署方案，并通过有限差分仿真方法计算了用户与 AP 之间无线信号的传输特性。与单 AP 通信方案相比，不仅可以减少干扰，还增大了通信容量。

相较于传统的有线网络，WAIC 减轻了飞行器设备的重量，降低了设计复杂度，能提供更好的经济效应和飞行效率。但面对变化无常的无线环境，如何设计研发合适的通信协议，满足通信的可靠性与有效性需求，仍是航空电子系统未来发展的一大难题。

1.2.2 有效容量模型

传统的香农容量理论在描述无线通信系统可以支持的最大传输速率时只关注物理层空中接口的信道状态，并没有涉及上层的传输延迟分析。而吴大鹏等[11]提出的有效容量（Effective Capacity, EC）引入了数据链路层的时延 QoS 要求，近年来越来越多地被延迟敏感的通信技术研究采用。有效容量作为一种物理层-数据链路层的跨层信号传输模型，其意义是在给定的缓冲区排队时延 QoS 约束下，反映无线系统发射端可以支持的最大传输速率，当 QoS 指数趋于 0 时，有效容量收敛于香农容量，趋于无穷时，有效容量收敛于零中断容量。

与有效带宽的概念对偶^[12]，有效容量模型显示了保证给定原流量排队时延要求所需的最小服务速率；相反的，有效容量模型也可以用于找到具有所需延迟约束的信道可以处理的最大源速率。有效容量主要有以下几种应用：

(1) 基于详尽队列分析的有效容量建模，用来表征原速率和服务速率之间的关系，同时考虑链路层和物理层参数。通过这种表征方式，可以实现系统的预先验证，例如有效准入控制的实现^[13]；

(2) 借助有效容量概念，可以在满足某些延迟概率保证约束的同时，以闭式解的形式实现无线链路上的 QoS 配置和有效带宽的分配^[11]；

(3) 有效容量是有效带宽的对偶概念^[14-15]，它解释了无线信道的最大恒定到达速率，同时满足延迟中断概率约束^[16]。可以利用此功能为具有特定 QoS 要求的某些应用

程序实现需求；

(4) 可以借助有效容量来调查各类经典算法的 QoS 性能，如注水法、信道反转法等。可以使用有效容量作为度量参数，测试各种协议的自适应调制和编码方案的性能^[17]；

(5) 使用有效容量模型，可以采用闭式解的形式分析特定 QoS 感知连接的自适应资源分配，为实现更好的系统性能探明道路，有助于系统性能的优化；

(6) 提供支持各种业务流的 QoS 保证需要高效的调度算法。通过有效容量的概念，可以设计延迟约束的高效调度方法^[18]。

基于不同环境下信道衰落的随机特性的不同，文献[19]给出了一般衰落信道模型中，信道状态信息（Channel State Information, CSI）在发射端与接收端获取状态不同的各类场景下的有效容量解析表达公式。文献[20]研究了有效容量模型在 IEEE 802.11 协议中的性能表现。通过改变通信性能范围、信道编码和调制方案、竞争共享信道资源的节点等参数，基于大量无线网络场景的经验数据对有效容量模型进行了评估，在搭建的仿真平台中可以直接测量无线链路中的数据包延迟，与已有的经验数据相比较，有效容量提供了范围由 0.0074% 到 9.09% 之间的准确度。通过仿真分析，当有效带宽要求超过有效容量的阈值时，发生 QoS 违背事件，数据包产生延迟事件的概率会增大。

综上所述，基于有效容量和有效带宽模型，可以分析发射端队列中的排队时延上界。通过采取一定的流量控制算法，可以在物理层层面上对 QoS 进行优化分析，满足通信系统的可靠性需求。

1.2.3 中继协作通信

当单用户通信场景中只存在直射链路时，基于有效容量模型分析，QoS 要求越高，系统的零中断容量会不断降低，并且随着 QoS 参数的增大而趋近于 0^[21]。这不符合航空电子通信的有效性和可靠性的要求。而当通信系统中引入中继对原信号进行转发时，可以在接收端引入一定的分集增益，文献[22]经过仿真分析对比，随着 QoS 参数的增大，通信系统的零中断容量不会趋近于 0，满足航空电子通信的实际需求。

中继通信可以扩大信号覆盖范围，其引入的分集增益更可以有效改善多径传输引起的信道衰落效应，常用的中继方式有放大转发（Amplify and Forward，AF）和解码转发（Decode and Forward，DF）等，应用中继协议的协作通信得到了研究者们的关注。文献[23]研究了三种协作分集协议：固定中继、选择中继和增量中继，指出中继协作通

信能有效增强通信系统的性能表现，降低中断概率。但是，固定速率前提下的半双工中继通信需要的带宽是直接链路传输的两倍，在实际中更需要考虑功率控制、硬件成本等问题。随着多天线多输入多输出（Multi-Input Multi-output, MIMO）技术的不断发展，中继节点还可以结合波束成形、空时编码等技术，进一步提高系统性能。目前对中继协作进行改进的方案主要有以下几种：

（1）基于波束成形技术的中继协作方案

中继节点增加了通信系统的自由度，通过不同中继节点之间相互的协作通信，可以实现系统性能的有效提升。上海交通大学的 Zijian Wang^[24]考虑一个双跳 MIMO 无线多中继网络，源节点与目的节点都配备了多支天线，通过多个具有多天线的半双工的 AF 中继终端进行通信。由于在实际的多种及网络中很难获得完美的信道状态信息，文章中考虑所有信道的不完美 CSI。专注于最大化目的节点的信干噪比（Signal Interference Noise Ratio, SINR），提出了一种新的鲁棒线性波束成形方法，基于目的节点的 QR 分解器，执行连续的干扰消除。使用大数定律，获得了不完美 CSI 的渐近率，在此基础上优化了所提出的中继波束成形系数。仿真结果表明，渐近速率与遍历速率匹配效果良好，优于传统的波束成形方案。

东南大学的 C. Li^[25]对具有分布式单天线中继的 MIMO 系统提出了一种联合源节点与中继节点的波束成形方案。首先以目的节点信噪比的下限作为目标函数来制定波束成形的优化问题。然后将联合波束成形问题划分为对应源节点和中继节点波束成形的两个子优化问题。第一个子问题对应二次凹面最小化问题，通过迭代算法解决线性问题。第二个问题对应瑞利-里兹比率问题，通过闭式的广义奇异值分解方法求解。文章将两个子问题的解决方案联合起来，设计了一种全局迭代算法实现了联合源节点与中继节点的波束成形方案。仿真结果显示，该方案下的系统通信容量优于一些现有的中继方案。

南京航空航天大学的苏君煦^[26]针对多种场景下的 MIMO 中继系统，考虑通信系统在信道存在估计误差与反馈延迟的不完全 CSI 条件下，以误码率作为优化目标，提出了基于最小均方误差（Minimum mean-squared error, MMSE）准则的预编码算法。文献[27]将求解发射端、中继节点、接收端矩阵的复杂非凸问题分解为 3 个独立的子优化问题，发射端为单天线配置，首先确定发射端的预编码矩阵，将求解中继矩阵的凸优化问题转化为半正定规划问题，接收端处理矩阵则通过线性搜索算法求解，最后采用联合迭代方法得到各节点矩阵的最优解，该方法能明显改善系统的误比特率性能。

(2) 基于调度方式改进的中继协作方案

文献[28]针对能量受限的无线网络。联合考虑功率控制、中继选择和协议开销三个方面，面向能耗、频谱效率和空间频率复用性能，提出了合理的协作传输协议和跨层协作协议。针对能量受限网络寿命短的问题，文章提出一种面向能耗的总发送功率最小化协作 MAC 协议，基于误比特率的限制，分析了直传链路和协作链路的发送功率，以最小化源节点和中继节点之间的总发送功率为目标，为源节点和中继节点分配功率。文章通过对 IEEE 802.11 分布式协调功能（Distributed Coordination Function, DCF）控制帧的扩展和新增，给出了总发送功率最小化的协作 MAC 时序和流程。和同类 MAC 协议相比，在网络对误比特率（Bit Error Rate, BER）要求越高时，该协作 MAC 协议的节能效果越显著。为了提高可达速率，文章还提出一种基于叠加编码协作传输协议，改进传统三节点模型中中继节点无偿转发的处理方式，利用叠加编码将中继的信号与源节点信号进行整合。通过调整中继节点发送功率，将协作传输的通信覆盖面积限制在直传链路的通信覆盖面积之内，并给出了无协作干扰传输时的中继选择区域；改进了最佳中继的选择方式，将源节点纳入候选中继集，参与最佳中继竞争，在中继选择区域和发送功率联合优化的基础上，分析了系统的单链路传输中断概率和中继选择区域限制下的中断概率。仿真结果说明，该传输协议能有效增加协作网络中并发链路的数量，提高空间频率复用率和网络吞吐量，降低传输的中断概率。

文献[29]研究缓冲辅助的中继传输技术，根据不同的中继节点数量，分为两种应用：针对多中继节点模型的中继选择技术与单中继节点模型的链路选择技术。对于多中继系统，接收信息与转发信息的中继只能为同一个；对于单中继系统，中继接收信息与转发信息交替进行。文章考虑通过将缓冲技术与传统的半双工中继相结合，给予中继一定的储存缓冲空间，让中继在收发信息的同时拥有了更多的自由，多中继通信可以根据同一时隙不同信道状况的好坏，选择不同的中继节点完成信息的收发工作；单中继可以根据信道状况决定接受信息还是发送信息，消除了传统中继传输技术的固有局限。

(3) 应用有效容量模型的中继通信优化方法

为了引入时延约束，研究人员将中继协作通信与有效容量相结合，提出时延概率保证下的系统通信速率最大化问题。文献[30]提出一种协作通信模型，在不考虑直射径的情况下，源节点先将信息发送到中继节点，再由中继节点通过 DF 方式转发到目的节点。每个中继节点被分配得到一段时间片，各个时间片之间是正交的。文章将有效容

量的优化问题转化为时间片分配的凸优化问题，提出最优解和次优解两种分配方法，通过仿真，得出当延迟约束比较松时，需要选择平均信道状态最好的中继节点以最大化有效容量；而当延迟约束较严格时，需要选择足够多的中继来最小化中断概率。

文献[22]考虑了包含直射径的通信场景，通过引入有效容量模型，提出一种物理层-数据链路层的跨层资源分配方法。在功率约束的条件下，研究分析了两种中继协议 AF 与 DF 的功率分配策略，以最大化有效容量。由于 AF 与 DF 中继都采用半双工模式传输，只用到了一半的系统自由度，当延迟约束较松时，有可能出现直射径比中继性能更好的情况。此外还可以考虑采用效率更高的中继协议如双向中继等，以提高系统的性能。还有基于有效容量的多跳中继^[31]、缓冲辅助中继^[32]的研究。这些研究通过改变中继结构和信号再生方式来获取更好的性能表现。

综上所述，在时间、频率以及功率等有限资源的约束下，如何更好地分配资源，与其他通信技术相结合，在中继协作通信的背景下最优化有效容量，使延迟概率约束下的系统通信速率最大化，还有更多的方法需要探索。

1.3 论文主要内容

1.3.1 研究内容

本研究主要包含以下四个章节的内容，形成了一套较为完整的无线航空电子机内通信技术研究与仿真验证方案。

1. 航空电子无线局域网通信性能保障机制研究

基于 IEEE 802.11 协议适用技术，在 WAIC 高速率通信场景（HI）中进行仿真分析，包括物理层调制编码策略的选择、信道状态信息的反馈与自适应调制技术等。

2. 航空电子无线通信有效容量研究

针对航空电子设备舱这类特殊的密闭空间通信场景，采用射线追踪算法进行确定性信道建模。设置发射端与接收端相对位置变化，引入随机特性，分析多径信道的衰落分布模型，推导有效容量的统一表达。基于有效容量与有效带宽模型，在不同发射端到达速率与信道状态条件下，对发射端缓冲区队列的排队时延上界进行分析。

3. 航空电子无线局域网编码转发中继技术研究

基于有效容量模型，考虑存在直射径的单用户单链路通信场景，引入中继节点进行协作通信，比较放大转发与编码转发两种不同的中继通信方式，分析整个通信系统的 QoS 性能与吞吐量。

4. 航空电子无线局域网仿真评价研究

在 MATLAB 工具箱仿真平台的基础上，建立 WAIC 基于 IEEE 802.11 协议的端到端通信模型进行仿真分析，在软件无线电平台上进行密闭环境下的通信测试与自适应速率控制算法的实测分析。

1.3.2 论文章节安排

本文以航空电子无线局域网中继通信方法研究为目标，基于商用货架技术 IEEE 802.11 协议进行适用性技术分析。通过建模航空电子设备舱多径信道模型，拟合信道衰落分布，推导该特定信道模型下的有效容量解析表达式，仿真分析发射端信号排队时延。通过求解总功率限制下编码转发中继协作通信中的功率分配最优化问题，满足航空电子通信的有效性与可靠性需求。

本文共五章，各章组织结构如下：

第一章 绪论。本章介绍了课题的来源、研究意义和国内外研究现状，总结当前无线航空电子机内通信对通信速率，通信体制的要求。对 WAIC 关注的 QoS 需求以及发展方向进行了简单介绍。

第二章 航空电子无线局域网通信性能保障机制研究。基于 IEEE 802.11 协议，介绍了物理层从发送到接收采用的一整套完整的信号处理技术，针对航空电子特殊的通信场景，评估不同调制解调方式在物理层的 QoS 性能，分析了接收端 CSI 获取机制与自适应速率控制算法。具体的研究内容包括：

- (1) IEEE 802.11 协议物理层技术介绍与 WAIC 适用性分析；
- (2) 发射端信道状态信息获取机制分析；
- (3) 发射端速率自适应技术分析。

第三章 航空电子无线通信有效容量研究。有效容量是基于大偏移原理的随机网络演算模型，与有效带宽概念对偶。通过射线追踪算法建立航空电子设备舱信道的多径信道模型，多次仿真进行统计分析得到航电舱信道的衰落分布，进而推导出有效容量的解析表达式。通过排队仿真分析平坦衰落与频率选择性衰落信道的发射端时延违背概率性能。具体的研究内容包括：

- (1) 航空电子无线信道建模与衰落拟合；
- (2) 基于特定衰落分布的有效容量的公式推导；
- (3) 基于有效容量模型的发射端排队时延上界分析。

第四章 航空电子无线局域网编码转发中继技术研究。利用中继节点发送原始信号的副本，将分集增益引入通信系统中。当通信系统的 QoS 要求较高时，优化系统的有效容量，分析比较不同中继模式下的有效容量模型最大化问题，求解最优功率分配方法，分析中继协作系统的有效容量性能。具体的研究内容包括：

- (1) 存在直射径的场景下：考虑单天线的 AF 单中继通信；
- (2) 存在直射径的场景下：考虑单天线的 DF 单中继通信。
- (3) 对比 AF 与 DF 策略对有效容量的优化性能。

第五章 航空电子无线局域网仿真评价研究。基于 MATLAB 构建一套完整的 IEEE 802.11 物理层仿真，分析航电设备舱多径信道下的物理层技术 QoS 性能。基于软件无线电平台进行数据实测，分析自适应速率控制技术在实际通信环境中的性能表现，为 WAIC 后续研究提供一定的参考。具体的研究内容包括：

- (1) 基于 MATLAB 的 IEEE 802.11 物理层通信技术仿真分析；
- (2) 基于软件无线电平台的密闭环境通信实测分析；
- (3) 基于软件无线电平台的自适应速率控制算法实测分析。

第二章 航空电子无线局域网通信性能保障机制研究

无线局域网通信性能保障机制的研究需要在具体的通信体制下进行。针对 WAIC 中的高速率通信场景，国际电联推荐使用研究时间长、技术较成熟的商用货架协议进行适用性改造。本课题将基于 IEEE 802.11 协议进行适用性改造，分析不同的调制解调、编解码以及分集复用技术的选择对通信性能的影响，选择最合适的通信策略，满足航空电子通信的有效性与可靠性需求。

发射端获取信道状态信息，采用不同的发射策略，接收端可以获得更高的通信速率与信噪比，优化通信系统性能。而基于不同的信噪比动态调整发射信号的调制阶数，即自适应速率控制技术的使用，也是接近香农容量理论极限的有效方法。

2.1 IEEE 802.11 协议技术分析

2.1.1 IEEE 802.11 协议概述

在过去的几十年中，随着 IEEE 802.11 终端设备数的大量增长，无线局域网也得到了广泛的应用，无线电波通信和雷达等技术在军事和民用等方面都得到了长足发展。1985 年，美国联邦通信委员会（Federal Communications Commission, FCC）指定工业、科学、医疗（industrial, scientific, and medical, ISM）频段供扩频的商业应用使用，开放了 900MHz、2.4GHz 和 5.8GHz 三个频段。从此，无线局域网得以快速发展，出现了许多局域网通信新产品和架构。

1990 年，IEEE 802.11 委员会正式成立。经过两次循环投票，在 1997 年 9 月，802.11 协议的第一版（即 IEEE 802.11-1997）被正式通过，并在 12 月 10 日正式出版，这是 Wi-Fi 技术发展的第一个里程碑。第一版协议规定了调频和直序扩频两种通信模式，支持的速率有限。而在 1999 年，Wi-Fi 联盟正式成立，同年 IEEE 颁布了 802.11b 协议，在物理层中增加了 HR/DSSS 模式，并引入了 CCK 编码。一年后，802.11a 版本也正式通过。与之前采用的技术不同，802.11a 中引入了一种新的物理层技术正交频分复用（Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM）。与扩频技术相比，OFDM 技术具有更高的频谱利用率。在 2003 年，Wi-Fi 的第二个里程碑 802.11g 协议通过，它将 802.11a 在 5GHz 频段上使用的技术搬到 2.4GHz 频段上，并做了一些协议兼容性的设计。在 2009 年，Wi-Fi 发展的第三个里程碑，802.11n 协议正式通过。与之前的协议相比，802.11n 引入了 MIMO 的多天线技术，通过多根天线，并行传输数据，有效地提高

了通信系统的传输速率，提供更高的系统带宽。在 2014 年，Wi-Fi 的第四个里程碑 802.11ac 技术正式通过，通过引入 MU-MIMO 技术，一个接入点（AP）可以通过多跟天线同时和多用户进行通信，拓展了 Wi-Fi 的应用场景，更符合用户通信的实际需求。同时 802.11ac 也增加了调制阶数和信道带宽，进一步增强了系统的发射速率。2019 年，802.11ax 协议正式发布，在这一版协议中引入了正交频分复用多址（Orthogonal Frequency Division Multiple Access，OFDMA）技术，与 5G 移动通信技术相比拟，频谱资源的分配更加灵活，应用的通信场景更加广泛。表 1 是 802.11 协议族中不同协议的对比分析，从中可以看出，随着协议的不断完善与升级，发射速率越来越高，设备性能越来越好，可以应用的场景越来越广泛，协议之间的兼容性也比较好，可以较好地适用在航空电子通信领域。

表 1 IEEE 802.11 协议族

年份	协议	速率	工作频段(GHz)	调制技术	无线传播方式
1997	802.11	1-2Mbps	2.4	DSSS 和 FHSS	SISO
1999	802.11a	6-54Mbps	5	OFDM	SISO
1999	802.11b	1,2,5.5,11Mbps	2.4	HR-DSSS	SISO
2003	802.11g	6-54Mbps	2.4	OFDM	SISO
2009	802.11n	最高 600Mbps	2.4 和 5	OFDM	MIMO
2013	802.11ac	最高 6.9Gbps	5	OFDM	MU-MIMO
2019	802.11ax	最高 9.6Gbps	2.4 和 5	OFDMA	MU-MIMO

更多的子载波个数，更高的编码比率，更短的保护间隔（Guard Interval，GI），更大的信道带宽以及更多的空间流个数，是 802.11 技术发展的趋势，也是增大设备吞吐量，提高系统性能的有效手段。表 2 是 802.11n、ac 和 ax 之间的对比，可以看出随着协议族的不断发展，无线局域网通信技术也在不断进步。

表 2 IEEE 802.11n、ac 和 ax 对比

	802.11n (Wi-Fi 4)	802.11ac (Wi-Fi 5)	802.11ax (Wi-Fi 6)
通信频段 (GHz)	2.4 和 5	5	2.4、5 和 6
信道带宽 (MHz)	20、40	20、40、60、80、160	20、40、60、80、160
子载波间隔 (Khz)	312.5	312.5	78.125
OFDM 符号长度 (μs)	3.2	3.2	12.8
保护间隔 (μs)	0.4 或 0.8	0.4 或 0.8	0.8 或 1.6 或 3.2

表 2 IEEE 802.11n、ac 和 ax 对比（续）

	802.11n (Wi-Fi 4)	802.11ac (Wi-Fi 5)	802.11ax (Wi-Fi 6)
调制方式	BPSK、QPSK、16QAM、64QAM	BPSK、QPSK、16QAM、64QAM、256QAM	BPSK、QPSK、16QAM、64QAM、256QAM、1024QAM
是否支持 MU-MIMO	否	下行	上行和下行
是否支持 OFDMA	否	否	上行和下行

现有的关于 WAIC 的实测研究都是基于 802.11n 及之前的协议进行，考虑 802.11 协议族的不断发展以及各协议版本之间技术的相通性与兼容性，本课题将以 802.11ax 协议作为研究基础进行一系列物理层预研仿真分析。

2.1.2 IEEE 802.11 物理层技术分析

无线局域网通信包含由发射端到接收端的一套完整的通信体制。ITU-R 提出 WAIC 场景中，在同一时刻只有一个设备在发送信号^[6]，基于上述假设，研究 802.11 物理层技术对 QoS 的影响。图 2 是信号由发射端经过信道再到达接收端进行处理的完整过程。

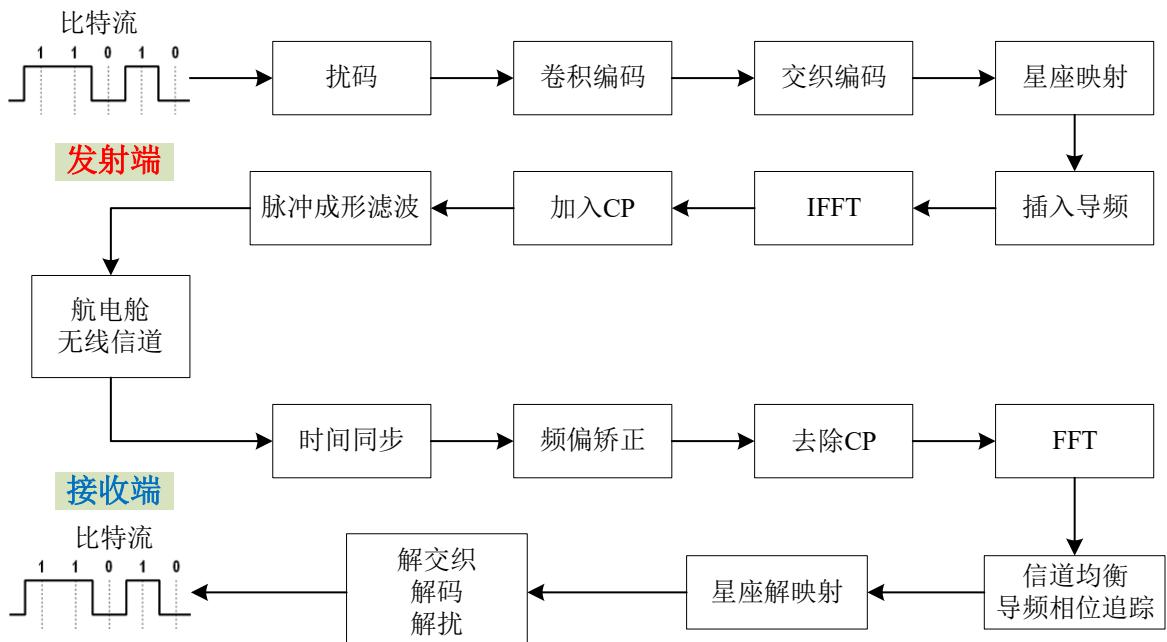


图 2 802.11 物理层信号处理过程

上层到达的比特流经过信源编码、信道编码、星座映射和 OFDM 调制等过程，形成完整的传递符号，再通过脉冲成型滤波到达射频前端。在经过多径信道后，信号波形受到一定的影响，在接收端经历时间同步、频偏矫正、信道均衡等一系列操作，完成物理层信号处理的整个流程。下面将分别介绍和分析各个部分所进行的处理过程，

通过合理的选择，满足 WAIC 对通信系统的有效性与可靠性要求。

(1) 信源编码与信道编码

802.11ax 规定当比特流到达发射端时，首先采用加扰的方式进行信源编码。加扰是不用增加冗余比特而对信号进行扰乱，改变数字信号统计特性的一种编码方式，经过加扰后的信号具有类似白噪声的高斯统计特性。附加了传输服务信息与附加比特后的信息序列需要经过一个长度为 127 的帧同步扰码器。如图 3，这个扰码器的主要功能是使一个单独的比特传送差错在接收端解扰后只会导致一个单独的比特错误^[33]，这意味着不会出现接收信号不会出现连续的错误现象。在信号的整个传输过程中，发射端与接收端需要采用相同的扰码序列，扰码器总是被初始化为非 0 状态。扰码器的生成多项式如下：

$$S(x) = x^7 + x^4 + 1 \quad (2.1)$$

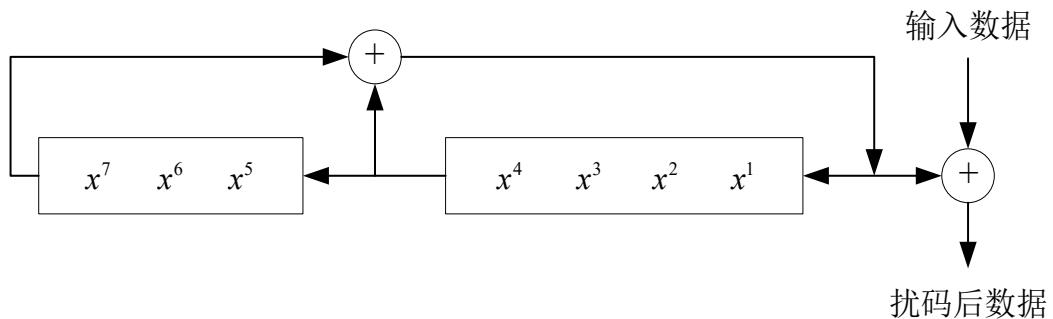


图 3 数据扰码器

当加扰结束后，对序列依次进行前向纠错（Forward Error Correction, FEC）编码，用比特组成码元，再通过交织编码，对数据进行调制并映射到相应的子载波面。在这个过程中，FEC 编码与交织编码都属于信道编码。802.11ax 协议规定可以使用的纠错码有卷积码与低密度奇偶校验（Low-density Parity-check, LDPC）码。其中，卷积码通过信息之间相互交错提供的冗余进行编码，再通过打孔（punctured）操作形成不同的编码比率，适用于误码不是连续出现的信道。而 LDPC 码是一类校验矩阵具有稀疏特性的分组纠错码，几乎适用于所有的信道，它的性能可以接近香农极限，相较于卷积码可以提供更高的编码增益，但是编码复杂度较高，对硬件资源的需求也比较大。

(2) OFDM 调制

经过编码后的数据选择合适的调制阶数进行星座映射，然后通过 OFDM 调制到不同的子载波上面形成 OFDM Symbol。表 3 是 802.11ax 规定的调制编码策略（Modulation

and coding scheme, MCS), 0~11 分别代表了不同的调制阶数与码率（有用比特与总传输比特的比值）的组合。不同位数的数据通过格雷码映射到星座图上，乘以相应的系数做功率归一化。

表 3 802.11ax MCS 表

MCS	承载 bit 数	调制方式	码率
0	1	BPSK	1/2
1	2	QPSK	1/2
2			3/4
3	4	16QAM	1/2
4			3/4
5			2/3
6	6	64QAM	3/4
7			5/6
8	8	256QAM	3/4
9			5/6
10	10	1024QAM	3/4
11			5/6

每一个星座点对应一个数据子载波 (sub-carrier, SC)，子载波间隔固定不变时，不同的带宽对应的载波数目各不相同。802.11ax 规定子载波间隔 $\Delta f = 78.125 \text{ Hz}$ ，为 802.11ac 的四分之一，当带宽固定时，更多的子载波对信道的频率选择性更加敏感，可传输的数据量也相应增加。导频子载波夹杂在数据子载波之间，在接收端对相位旋转进行补偿，也可以对信道响应进行粗略的估计。以带宽 $B = 20 \text{ MHz}$ 为例，子载波个数为 256 个，而实际承载数据的子载波只有 234 个，两者相差 22，这些子载波被用作保护间隔，包括空载波、直流载波与资源子块之间的保护间隔，如图 4 所示。用 -128~127 来表示不同的子载波标号，导频子载波为 {-116, -102, -90, -76, -62, -48, -36, -22, -10, +10, +22, +36, +48, +62, +76, +90, +102, +116}，而标号为 0 的载波为直流 (Direct Current, DC) 载波。左边的 6 个和右边的 5 个载波作为空载波，与 802.11a 的载波设计相同，用来抑制带外辐射，减少载波间干扰 (Inter-carrier interference, ICI)。由于 802.11ax 中引入的 OFDMA 特性，大带宽被进一步划分为一个个小资源块 (Resource Unit, RU)，每一个资源块之间还存在着 1 个子载波的保护间隔。

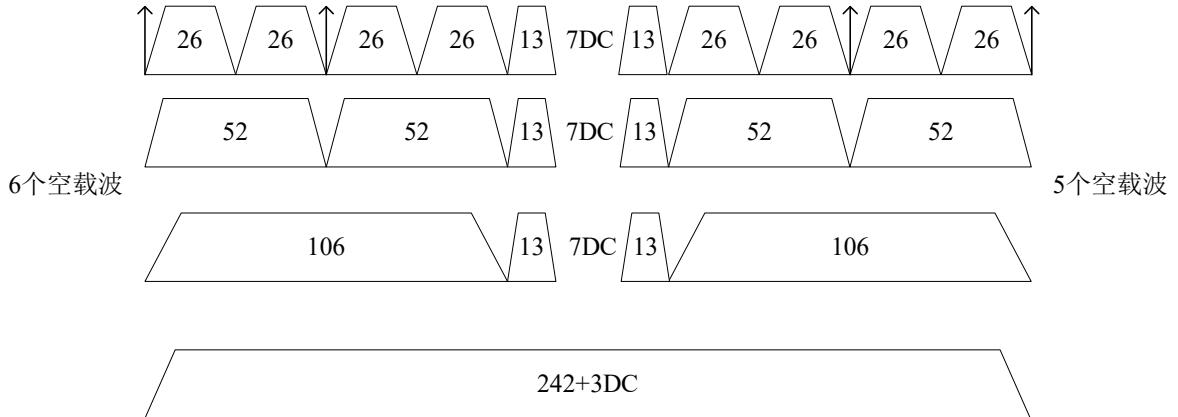


图 4 子载波分配

当星座点被映射到子载波后，通过反傅里叶变换（Inverse Fast Fourier Transform, IFFT）完成 OFDM 调制，此时的信号变换到时域，在接收端通过执行傅里叶变换（Fast Fourier Transform, FFT）操作，可以将数据解调。与传统的调制技术相比，OFDM 可以提供更好的性能和增益，可以一定程度上克服多径信道造成的信道频率选择性，减少符号间干扰（Inter-Symbol Interference, ISI），提高频谱利用率，使传输速率更接近香农极限。

(3) 保护间隔与循环前缀

OFDM 子载波之间的正交性保证了信号在整个符号周期内是独立不相关的，但也导致 OFDM 调制信号对于发射震荡器或多普勒现象造成的频移很敏感，多径的时延扩展也会破坏完整周期内子载波之间的正交性从而导致 ISI 与 ICI。加入保护间隔可以缓解多径效应的影响，当保护间隔长度大于多径信道的最大时延时，就可以维持子载波之间的正交性。如果保护间隔长度小于多径时延扩展最大值，前一个 OFDM 符号的尾部将影响下一个 OFDM 符号的头部，造成 ISI 或 ICI。

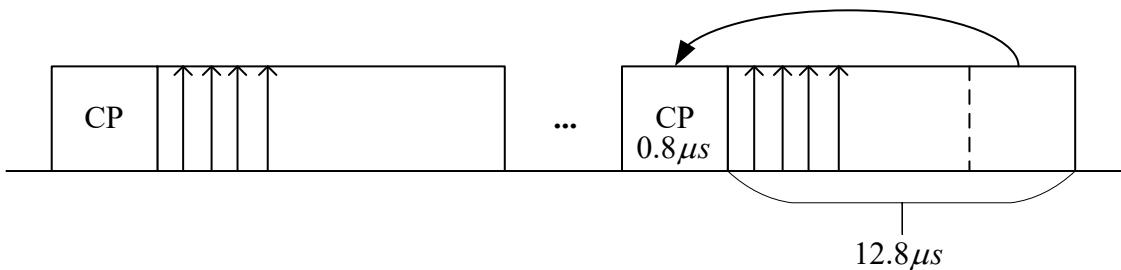


图 5 CP 处理过程

循环前缀（Cyclic Prefix, CP）是保护间隔的一种方式，是将 OFDM 符号尾部的信号复制到头部构成的。如图 5，802.11ax 中规定了三种长度的循环前缀，分别为 $0.8 \mu s$ 、

1.6 μs 和 3.2 μs ，这与 802.11ac 及之前规定 0.4 μs 和 0.8 μs 有所区别，主要是因为采样率不变，子载波间隔的减少导致了符号长度的增加，需要增加 CP 长度来保证保护间隔的有效性。CP 的加入保证了 OFDM 符号在经过信道后保持线性特性，这是由于 FFT 的循环卷积特性，使得信号可以看作一个圆周，不论从哪里开始，都可以获取一个完整的信号，只有相位上的差别，并不影响积分的结果。

(4) 多天线的复用与空时分组编码

从 802.11n 开始，Wi-Fi 中引入多天线技术，发射端和接收端采用多根天线进行信号的收发，改善系统通信性能。MIMO 技术利用多径效应，当传输信号在墙壁、天花板以及一些物体上反射时，以不同的角度和时间到达接收端^[34]。图 6 是一个简单的 2×2 MIMO 系统，在不增加发射功率和带宽的前提下，MIMO 可以提供很大的增益。

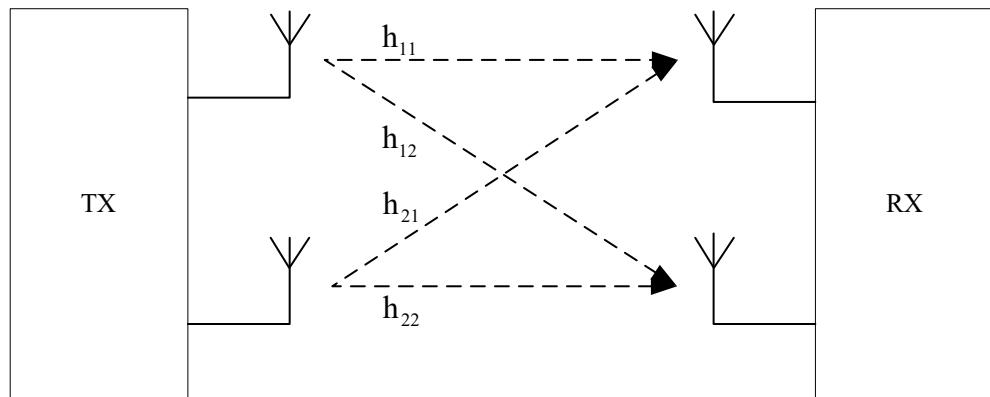


图 6 2x2 MIMO 示意图

基于多天线发射和接收，可以根据不同通信场景，灵活使用分集或复用策略。分集技术是多跟天线发送相同的信号，不同天线发射出去的信号经过不同的信道，在接收时信号的相关性减弱，可以看作是相同信号经过不同的处理后得到的信号副本，通过选择合适的合并技术获得分集增益。而复用是将高速率的信号分到多根较低速率传输的天线进行发射，在接收时由于具有不同的空间特征，接收端可以进行区分。在高信噪比（Signal to Noise Ratio, SNR）的条件下，复用技术可以很好地增大系统容量。空间流的数量被限制在发射端或接收端天线条数之下，而为了保证发射信号之间的独立性，天线之间的间隔也有一定的要求，通常设置为二分之一波长大小（在 5GHz 波段内为 2.7cm）。式(2.2)是在第 k 个子载波上的接收信号表达式，

$$\mathbf{R}(k) = \mathbf{H}(k)\mathbf{S}(k) + \mathbf{N}(k) \quad (2.2)$$

其中 $\mathbf{H}(k)$ 为信道矩阵

$$\mathbf{H}(k) = \begin{bmatrix} h_{11}(k) & \cdots & h_{1M}(k) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N1}(k) & \cdots & h_{NM}(k) \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

矩阵中的元素 $h_{ij}(k)$ 代表第 k 个子载波的信道增益与相位， $\mathbf{R}(k)$ 为接收信号， $\mathbf{S}(k)$ 为发射信号， $\mathbf{N}(k)$ 为高斯白噪声。 \mathbf{H} 矩阵通过物理帧的前导（preamble）序列进行估计，并对后面的符号进行均衡最终获得发送数据。为了求解出信道矩阵 \mathbf{H} ，需要保证 $r(H)=M$ ，即 $\mathbf{H}(k)$ 需要包含 M 条相互独立的行向量^[35]。这要求发射端与接收端之间具有非常丰富的散射体，信号可以经过很多不同的路径到达接收端。

空时分组编码（Space-Time Block Coding, STBC）通过多根天线发射信号经过数字处理的多个副本，在接收端接收信号并进行合并，可以提高数据传输的可靠性。传输的信号通常会经过具有散射、反射和折射等现象的复杂环境，在接收端也会受到热噪声的影响。这意味着一些接收数据的副本可能比其他信号好，这样的冗余数据使接收端可以根据一个或多个相关性较低的副本正确解码发射数据。STBC 的主要目的是使用最优的接收合并方法，以从接收的多个副本中尽可能多地提取源信息。在 802.11 协议中规定使用 Alamouti 策略进行 STBC 的实现，在两天线发射系统中，Alamouti 策略可以以低复杂度实现完整的分集增益。对于时域上的两个输入信号 x_1 与 x_2 ，以 2×1 的配置完成 Alamouti 空时分组编码，发射端的一根天线以原先的顺序发射这两个信号，采用空时编码的另外一根天线发射经过数学处理的信号副本 $-x_2^*$ 与 x_1^* ，其中运算符号* 代表共轭运算，其计算公式如下所示，发射端在两个时刻的输入分别为：

$$y_1 = \begin{bmatrix} x_1 \\ -x_2^* \end{bmatrix}, y_2 = \begin{bmatrix} x_2 \\ x_1^* \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

接收端的信号如式(2.5)，其中 n_1 和 n_2 分别为两个时刻接收端的高斯白噪声。

$$\begin{aligned} r_1 &= [h_{11} \quad h_{12}] \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ -x_2^* \end{bmatrix} + n_1 \\ r_2 &= [h_{21} \quad h_{22}] \cdot \begin{bmatrix} x_2 \\ x_1^* \end{bmatrix} + n_2 \end{aligned} \quad (2.5)$$

接收端只需要进行线性变换，就可以恢复发送数据，与其他空时编码方法相比，虽然 Alamouti 获取的分集增益并不明显，但是其低复杂度在硬件实现方面具有很大的优势，在实际的多天线发送场景中，还可以灵活地与其他发送技术相结合以获得更好的性能。

2.2 IEEE 802.11 的 WAIC 应用的技术适用性

ITU-R 报告书中建议在高速率通信场景下，可以采用 IEEE 802.11 协议进行通信，需要对协议中规定的调制阶数选择、分集复用和波束成形等技术进行选择。WAIC 的无线通信频段为 4.2~4.4GHz，共 200MHz 带宽的频谱资源，可以很好地与 802.11 中规定的 20、40、80 以及 160MHz 通信带宽相适应。但是由于这一部分频带与 ISM 频段中规定的无线局域网通信频段没有重叠部分，需要对射频前端部分进行调整，改变载波频率。而航电设备舱内部又具有金属器件多，移动物体较少等特点，航电舱信道的均方根时延扩展较小，在较长的一段时间内可能保持信道增益特性不变，是一类准静止信道。因此需要对物理层进行仿真，评估不同技术的性能并进行选择性的采用。

2.2.1 发射端 CSI 获取机制

802.11 数据帧包含前导码与数据部分，其中前导码包含为了协议兼容性而设置的传统前导（legacy preamble）与不同协议各自定义的前导部分，如图 7 所示，为 802.11ax 中定义的单用户（Single User, SU）物理数据帧结构。其中 L-STF（Legacy-short training field）、L-LTF（Legacy-long training field）与 L-SIG（Legacy-Signal field）为传统前导部分，HE-STF、HE-LTF 为 802.11ax 高效率（High Efficiency, HE）preamble 部分。



图 7 802.11ax 单用户物理数据帧结构

数据帧中的 legacy 部分可以被运行 802.11ax 之前协议的设备识别，从而达到兼容的作用，其中 L-STF 主要作用是帧头检测与自动增益控制（Automatic Gain Control, AGC）、粗定时同步与时域粗频偏估计，而 L-LTF 主要用作精定时同步与精频偏估计，L-SIG 记录数据帧的一些服务字段供设备识别。

HE preamble 部分只能被运行 802.11ax 协议的设备识别，其中也包含了定义数据帧

类型的服务字段以及长短训练序列。MIMO 信号在发射的过程中采用了循环移位分集 (Cyclic Delay Diversity, CSD)，其目的是在多根天线发送同一个信号添加了不同时延的副本，在经历了不同的信道衰落后，接收端采用一定的合并技术可以获取分集增益。这导致在 MIMO 信号接收的过程中，仅仅使用 L-STF 很难将 AGC 调整到合适的值。而 HE-STF 主要作用是改进 MIMO 接收过程中的 AGC，是对 L-STF 的一个补充作用。HE-LTF 的作用是在接收端进行 MIMO 信道估计，其数量与发射端需要进行传输的空时流的数量 N_{STS} 有关。当 $N_{STS} = 1$ 时，包含 1 个 HE-LTF；当 $N_{STS} = 2$ 时，包含 2 个 HE-LTF；当 $N_{STS} = 3, 4$ 时，包含 4 个 HE-LTF。

基于 HE-LTF 字段，接收机可以分别对每个子载波信道估计。设 $\hat{h}_{i,j}(k)$ 为第 k 个子载波频点上，第 i 根发射天线，第 j 个空时流上的信道估计值。则全部 N_{SC} 个子载波上的信道的估计可以表示如下：

$$\hat{\mathbf{H}} = [\hat{\mathbf{H}}(1), \dots, \hat{\mathbf{H}}(k), \dots, \hat{\mathbf{H}}(N_{SC})] \quad (2.6)$$

对于第 k 个子载波上的信道矩阵 $\hat{\mathbf{H}}(k)$ ， N_{RX} 为接收端天线个数，有

$$\hat{\mathbf{H}}(k) = \begin{bmatrix} \hat{h}_{11}(k) & \cdots & \hat{h}_{1N_{STS}}(k) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{h}_{i1}(k) & \cdots & \hat{h}_{iN_{STS}}(k) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{h}_{N_{RX}1}(k) & \cdots & \hat{h}_{N_{RX}N_{STS}}(k) \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

其中， $\hat{h}_{i,j}(k)$ 可以通过最大似然 (Maximum Likelihood, ML) 估计算法进行计算^[36]。定义 $L_{n,i}(k)$ 为接收机第 i 根天线接收的到第 n 个 HE-LET 符号，对于一个单空时流 (例如单发单收 (Single Input Single Output, SISO) 或单发多收 (Single Input Multiple Output, SIMO) 系统)，可以通过以下方式进行信道估计：

$$\hat{h}_{i1}(k) = \frac{L_{1,i}(k)}{HELT(k)} \quad (2.8)$$

而对于具有两个空间流的系统，即 $N_{STS} = 2$ (例如一个 2×2 MIMO 系统)，有

$$\hat{h}_{i1}(k) = \frac{L_{1,i}(k) - L_{2,i}(k)}{2 \times HELTF(k)} \quad (2.9)$$

$$\hat{h}_{i2}(k) = \frac{L_{1,i}(k) + L_{2,i}(k)}{2 \times HELTF(k)} \quad (2.10)$$

这是由于 HE-LTF 的数据子载波部分在空间与时间两个定义域上需要与一个正交矩阵 \mathbf{P}_{HELTB} 相乘导致的，这个矩阵被应用与 1-4 个流的映射上，每一行代表一条空时流。

$$\mathbf{P}_{HELTB} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & -1 \\ -1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

而对于导频子载波，映射关系不同，每条流上的导频信息是一样的，相互之间不是正交的，不能通过上述方法进行信道估计。对于导频子载波只需要一个 HE-LTF 即可，为了与其他数据子载波相兼容，在发送时也会发送多份，这种处理可以增加导频子载波的鲁棒性，在接收机处可以对多个载波求平均来消除一部分噪声的影响，使得利用导频的频偏估计更加可靠。此外，还可以利用频域的连续性，使用插值的方法^[37]估计出导频子载波处的信道响应值。在导频子载波左右两侧各取两个数据子载波进行计算，一个三次插值的估计方法介绍如下：

对于导频子载波 k_p ，其信道响应估计如下：

$$\hat{h}_{ij}(k_p) = \frac{1}{2^3} a_0 + \frac{1}{2^2} a_1 + \frac{1}{2} a_2 + a_3 \quad (2.12)$$

其中， a_0, a_1, a_2, a_3 定义如下，

$$a_0 = \hat{h}_{ij}(k_p+2) - \hat{h}_{ij}(k_p+1) - \hat{h}_{ij}(k_p-1) + \hat{h}_{ij}(k_p-2) \quad (2.13)$$

$$a_1 = \hat{h}_{ij}(k_p-2) - \hat{h}_{ij}(k_p-1) - a_0 \quad (2.14)$$

$$a_2 = \hat{h}_{ij}(k_p+1) - \hat{h}_{ij}(k_p-2) \quad (2.15)$$

$$a_3 = \hat{h}_{ij}(k_p-1) \quad (2.16)$$

综上所述，估计出的信道矩阵为 $\hat{\mathbf{H}}(k)$ ，内部包含噪声 $\mathbf{N}(k)$ ，关系如式(2.17)。

$$\hat{\mathbf{H}}(k) = \mathbf{H}(k) + \mathbf{N}(k) \quad (2.17)$$

接收机在获得上述 CSI 后，可以对数据部分进行均衡，通常采用线性均衡的方式，

计算复杂度低，容易在硬件上实现。常用的 MIMO 线性均衡方法有：迫零（Zero Forcing, ZF）均衡与最小均方误差（MMSE）均衡。为了简化分析过程，下述分析省略子载波下标。

（1）ZF 均衡器

在 ZF 均衡中，假设接收信号为 $\mathbf{y} = \mathbf{Hx} + \mathbf{n}$ ，对估计得到的信道矩阵 $\hat{\mathbf{H}}$ 直接进行伪逆操作^[38]，得到的矩阵 \mathbf{G} ，然后直接与接收信号 \mathbf{y} 相乘，恢复原始数据。

$$\mathbf{G} = \hat{\mathbf{H}}^\dagger = (\hat{\mathbf{H}}^* \hat{\mathbf{H}})^{-1} \hat{\mathbf{H}}^* \quad (2.18)$$

其中，*操作为厄密特转置， \dagger 为求伪逆运算。均衡后的接收信号 \mathbf{z} 的表达式如下。

$$\mathbf{z} = \mathbf{Gy} = \mathbf{x} + \mathbf{Gn} \quad (2.19)$$

可以看出，ZF 均衡可以消除 ICI，当没有信道噪声时是一种理想的均衡方法。但当存在噪声时，ZF 均衡会放大噪声，当信噪比较低时，性能会下降。

（2）MMSE 均衡器

在实际应用中，通常会采用 MMSE 方法进行信道均衡。MMSE 均衡器的目标是最小化 MSE，即求解

$$\min \mathbb{E} [\|\mathbf{x} - \mathbf{Gy}\|] \quad (2.20)$$

最终得到的结果为

$$\mathbf{G} = (\mathbf{H}^* \mathbf{H} + N_0 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}^* \quad (2.21)$$

其中， N_0 为估计出的接收信号噪声。可以看出 MMSE 均衡器考虑了信号噪声的影响，在进行均衡时，对噪声的放大程度与 ZF 相比较小，性能更好，但是计算量较 ZF 均衡器大。当噪声为 0 时，MMSE 均衡器退化为 ZF 均衡器。

接收端通过估计得到信道矩阵后，将 CSI 反馈给发射端，发射端可以根据这些信息调整发射策略，例如调制阶数的选取以及利用估计得到的信道矩阵进行波束成形等操作。

2.2.2 波束成形

在 802.11 协议族中，波束成形技术最早成形于 802.11n，其应用场景为具有根多天线的接入点（AP）向天线个数较少（通常只有 1-2 个）的无线终端（Station, STA）发射信号。为了充分利用 AP 的多天线资源，802.11ac 中引入 MU-MIMO，可以同时向多

个 STA 发送不同的信号，提高了无线传输的效率。802.11ax 在此基础上进一步增加了多用户的数量，以应对越来越多的无线终端。在 MU-MIMO 中，波束成形可以使不同的天线集指向不同的用户终端，从而使终端只收到自己的信号，不会受到其他信号的干扰。

按照发射端 CSI 获取方式的不同，波束成形可以分为显式波束成形（Explicit beamforming）和隐式波束成形（Implicit beamforming）两类。

（1）显式波束成形

显示波束成形是接收端通过信道估计获取 CSI，然后反馈给发射端的一种方式。首先 AP 向 STA 发送探测帧获取信道信息，STA 估计出信道信息后，再将这些信息回传给 AP。在 802.11ax 中，AP 首先发送空数据包（Null Data Packet，NDP）。NDP 是一种不包含数据部分的无线数据帧，即只包含前导部分，可以对经过的无线信道进行测量获取信道信息。然后再通过数据压缩的方式将信道矩阵信息反馈给发射端，进行波束成形系数矩阵的计算，具体流程如图 8 所示。

接收端通过 NDP 前导部分中的 HE-LTF 序列进行信道估计，得到信道矩阵 \mathbf{H} ，再对 \mathbf{H} 进行奇异值分解（Singular Value Decomposition, SVD）得：

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\Sigma\mathbf{V}^* \quad (2.22)$$

其中， \mathbf{U} 和 \mathbf{V} 为酉矩阵， Σ 为对角阵，其元素称为奇异值，按照非负数大小降序排列。使用 SVD 分解的好处是线性接收机可以实现最大似然的性能，从而达到简化设计，提高设备运算效率的目的。802.11ax 设备在实现波束成形时，将反馈得到的 \mathbf{V} 矩阵进行压缩：通过 Givens 矩阵进行旋转，将 \mathbf{V} 分解为与角度有关的两个参数 ϕ 和 ψ ，然后反馈这些角度的量化值，可以通过选择量化的比特位数来实现不同的数据量与计算复杂度^[39]。接收端收到的信号可以表示如下：

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{V}\mathbf{X} + \mathbf{N} = \mathbf{U}\Sigma\mathbf{V}^*\mathbf{X} + \mathbf{N} \quad (2.23)$$

其中 \mathbf{X} 为发射信号， \mathbf{N} 为接收端噪声。接收机对接收信号处理估计得到的信道矩阵为 $\mathbf{H}' = \mathbf{U}\Sigma$ ，可得：

$$\begin{aligned} \mathbf{X} &= \mathbf{H}'^{-1}\mathbf{Y} = (\mathbf{U}\Sigma)^{-1}\mathbf{Y} \\ &= (\mathbf{U}\Sigma)^{-1}(\mathbf{U}\Sigma\mathbf{V}^*)\mathbf{V}\mathbf{X} + (\mathbf{U}\Sigma)^{-1}\mathbf{N} = \mathbf{X} + \mathbf{N}' \end{aligned} \quad (2.24)$$

由于酉矩阵的性质，等效噪声 \mathbf{N}' 的功率不变，上述通信系统等价于几个并行的高斯白噪声（Additive White Gaussian Noise，AWGN）信道。

综上所述，基于 SVD 的波束成形不仅可以在接收端将发射信号解耦，同时也没有将噪声放大，不存在差错传输的现象。

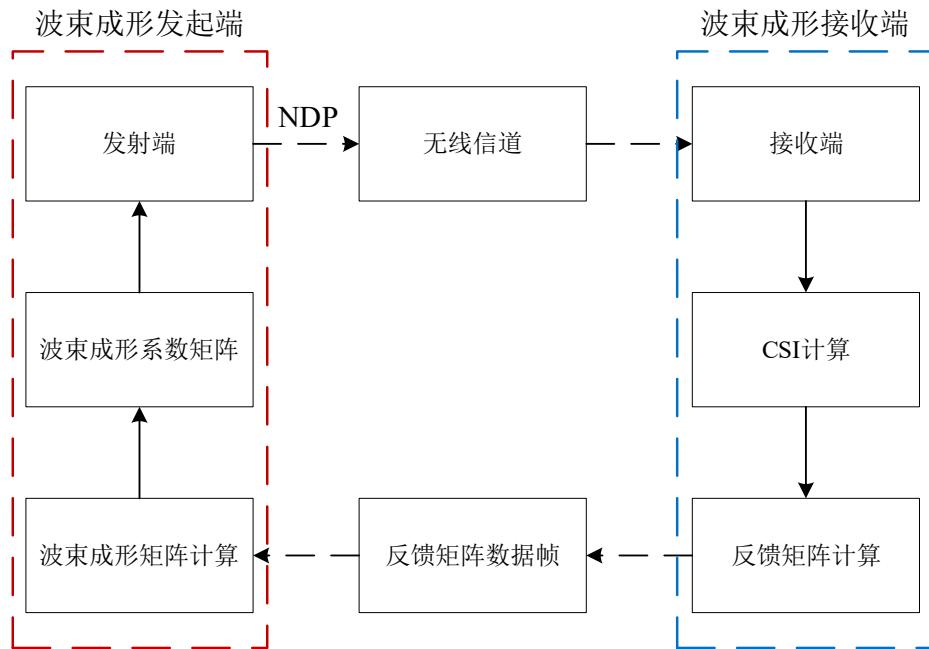


图 8 波束成形流程

（2）隐式波束成形

隐式波束成形的前提是认为时分双工（Time Division Duplexing, TDD）系统具有互易性，即在同频段上的上下行信道的 CSI 是相同的。基于上述假设，STA 直接将上行接受方向获得的 CSI 应用于下行方向。由于隐式波束成形在具体实现过程中较复杂，在 802.11ac 往后的协议中规定只使用显示的方式进行波束成形。

与对射频天线端的相位直接进行操作的模拟波束成形技术不同，上述波束成形技术均属于数字预编码的范畴，是直接对发送信号进行数学处理得到的结果。此外，还可以采用混合预编码技术，增强通信系统的性能。

2.2.3 发射速率自适应

速率自适应技术是在通信系统中，发射端根据探测得到的信道实时状态，改变发送信号的调制方式，进而改变发射速率，提高系统的吞吐性能的技术。速率自适应算法的核心是实时获取当前的信道状态信息，对发射速率的进行调整。吞吐量是衡量通信系统性能的标准之一，吞吐量不仅与调制方式的选择有关，还有接收信号的误码率有关。当选择较高的传输速率时，通信系统的误码率也会随之提高，自适应速率算法的目的是在传输速率与误码性能中找到一个平衡，满足通信系统的有效性和可靠性要求，这与 WAIC 的需求是一致的。

802.11ax 标准在物理层提供了 12 种不同速率的 MCS，但是并没有规定速率的选择策略。常见的自适应速率算法^[40]主要分为以下四类：

(1) 根据传输的数据帧连续成功或失败的次数来判断是否要调整 MCS，最典型的算法如自动速率回退（Automatic Rate Fallback, ARF）算法^[41]。当接收端没有连续收到两个确认（Acknowledge, ACK）帧，则将 MCS 降低一档，并启动一个计时器再发送数据；当连续正确接收 10 个帧或计时器到达预定时间，则提高 MCS。该方法的缺点是很难适应信道的快速变化情况。AARF 算法^[42]通过采用指数型门限，增强了对信道快速变化的适应性。

(2) 利用物理层的测量或估计得到的数据指标，如 BER、SNR 等。通过数据帧测量得到的信道信息，在反馈给发射端时进行 MCS 的调整，缺点是物理层指标与吞吐量可能不具有强相关性，在具体实现是性能较差。

(3) 每相隔一段时间以不同的 MCS 发送探测帧，用以估计当前信道的质量。这种方式可以很好的估计不同 MCS 在当前信道的发送能力。但是当发送的探测帧过多时，可能会导致误判从而影响系统性能。典型的算法如 SampleRate^[43]。

(4) 计算一段时间内接收信号的统计数据来调整 MCS。典型的算法如 RRRA^[44]，该算法在一段窗口时间内统计丢帧率等信息，将其与对应的门限值进行比较，从而进行 MCS 的调整。该方法避免了丢帧导致的误判，当合理设置窗口时，可以对信道的快速变化做出反应。

上述速率控制算法也可以按照基于发射端和基于接收端进行分类，如 (1)、(2) 和 (3) 属于基于发射端的速率控制算法，不需要对物理数据帧格式进行修改，被广泛应用于实际通信设备中。而 (4) 属于基于接收端的速率控制算法，通过在接收机进行数据统计再反馈给发射端，优势是可以及时地对信道快速变化作出反应，缺点是需要对管理帧格式进行修改以传递信息，兼容性较差。

2.3 IEEE 802.11 在 WAIC 中的适用性技术仿真

2.3.1 波束成形技术仿真分析

实验基于 802.11ax 单用户点对点通信场景进行仿真，实验流程如图 9 所示。在实验中使用的航电舱模型为客舱，信道衰落服从莱斯分布，将在第三章中对其进行进一步的建模与仿真分析。

1.发射端发送NDP，接收端估计信道并压缩量化反馈矩阵

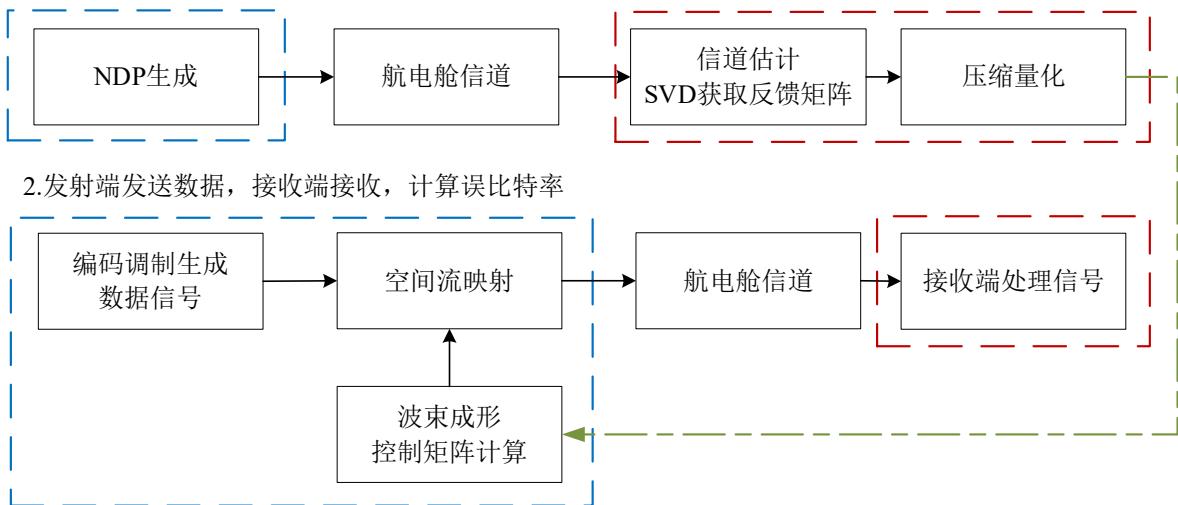


图 9 发射端探测与接收端波束成形流程

在本实验中，设置发射端天线个数为 4，接收端天线个数为 2，空时流个数为 2，通信带宽 20MHz，发射数据长度为 1000 Bytes，共发射 1000 个数据包。仿真 MCS3（调制方式为 16QAM，码率为 1/2）与 MCS5（调制方式 64QAM，码率为 2/3）两种不同信号，采用三种不同比特位数的压缩波束成形，计算接收端的误包率（Packet Error Rate, PER），设置如下：

- (1) 不进行压缩量化，反馈完整的 V 矩阵；
- (2) 设置 ϕ 的比特数为 4， ψ 的比特数为 2；
- (3) 设置 ϕ 的比特数为 6， ψ 的比特数为 4。

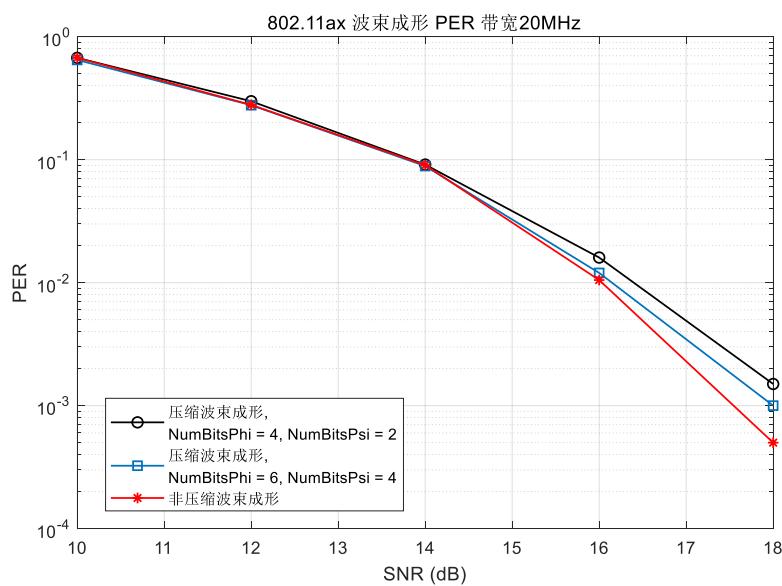


图 10 MCS3 不同位数量化波束成形 PER 性能对比

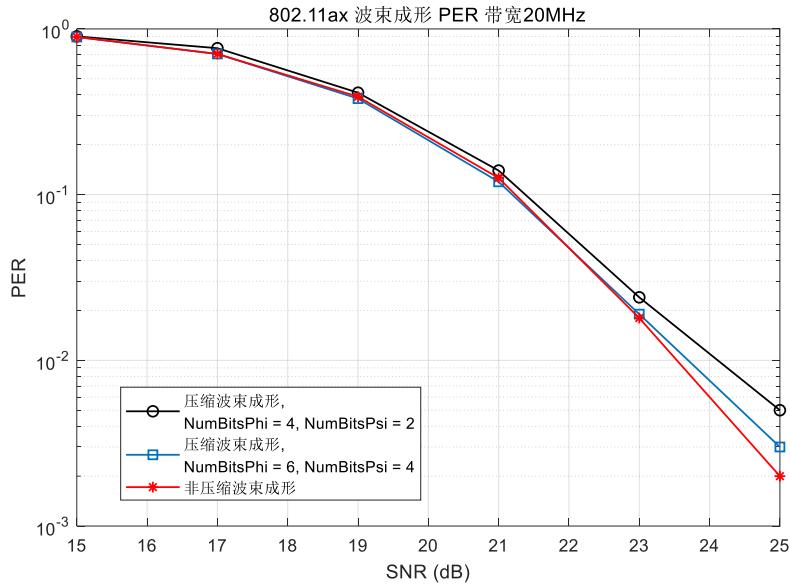


图 11 MCS5 不同位数量化波束成形 PER 性能对比

图 10 为 MCS3 仿真结果，图 11 为 MCS5 仿真结果，可以看出，经过不同比特位数量化的 PER 曲线的变化曲线一致，但在高 SNR 域内，PER 曲线的斜率出现差异。这是由于未经过量化的控制矩阵具有更高的增益，量化的位数越大，保存的信道信息越多，发射端信号可以获取的增益越大，在高 SNR 域内，PER 曲线的斜率的绝对值就越大，但是此时反馈给发射端需要发送的数据量也会变多，影响系统的时延特性，在实际硬件设备上需要在量化位数与吞吐性能之间做出折衷选择。

2.3.2 速率自适应技术仿真分析

为了简化实现过程，本实验考虑通过测量物理层指标的方式进行速率自适应算法的实现。设 WAIC 对 BER 的要求为 10^{-6} ，测量设置不同 MCS 时，达到该 BER 所需的信噪比值，将其作为速率自适应算法 MCS 切换的阈值。图 12 为选取 MCS 0-5 进行仿真得到的 BER 与 PER 曲线，通过多次仿真取平均值，可以观察到 BER 与 PER 之间的关系，当 BER 下降为 10^{-6} 时，PER 也随之下降到 10^{-2} ，取此时的信噪比值作为速率切换的阈值参考，如表 4。

表 4 PER 下降为 10^{-2} 时的信噪比

调制方式 (码率)	Eb_N0
BPSK (1/2)	3
QPSK (1/2)	10
QPSK (3/4)	14
16QAM (1/2)	18
16QAM (3/4)	24
64QAM (2/3)	29

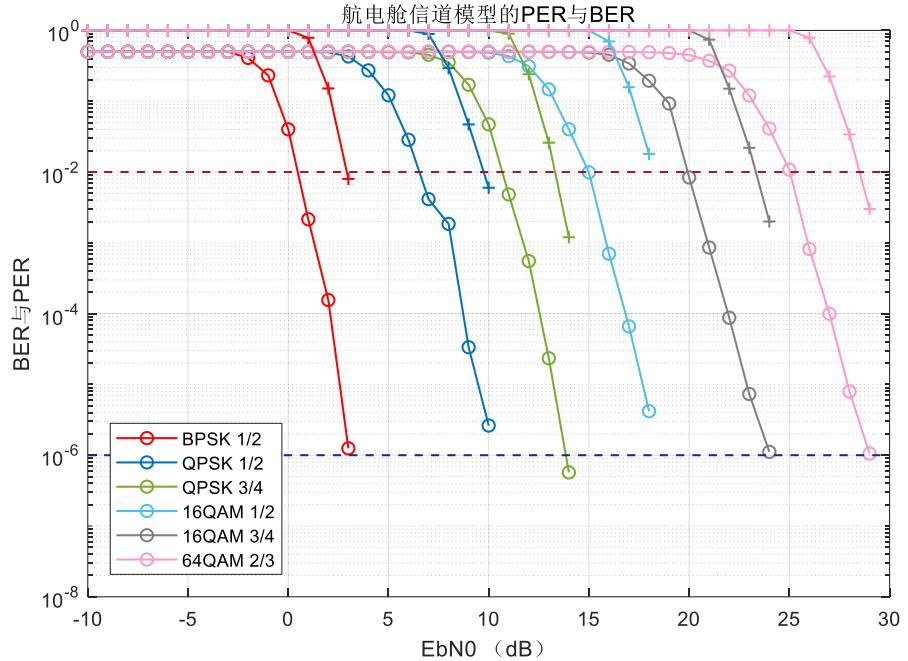


图 12 设置不同 MCS 时的 BER 与 PER

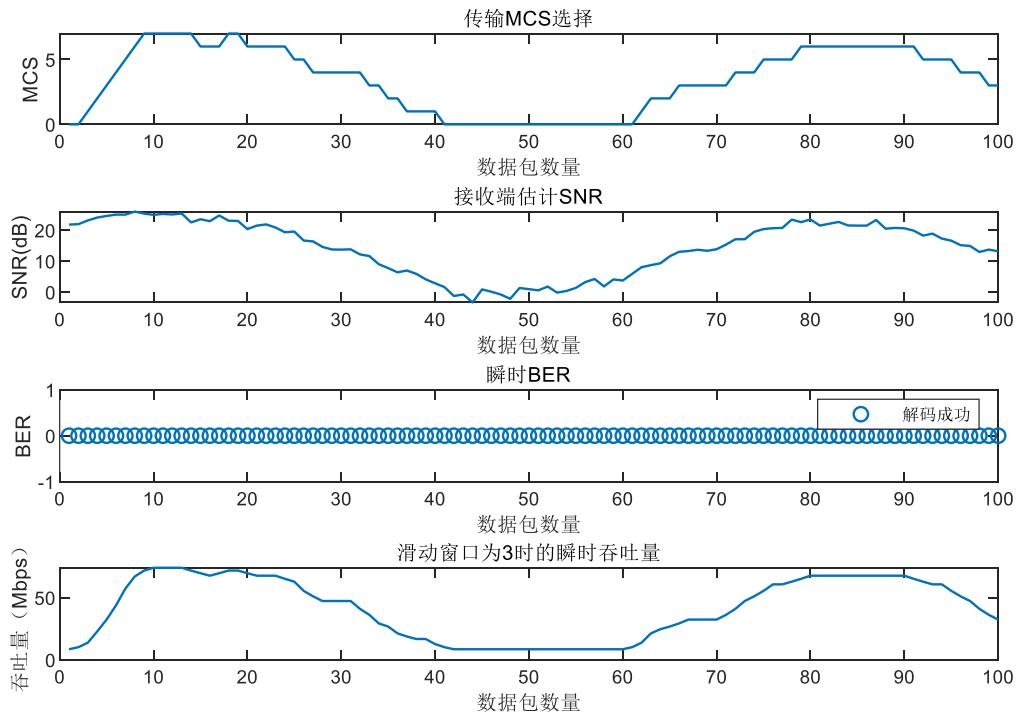


图 13 自适应速率算法仿真结果

由 E_b / N_0 与 SNR 的转换关系:

$$SNR(\text{dB}) = E_b / N_0(\text{dB}) + 10 \log_{10}(M \frac{N_{\text{used}}}{N_{\text{fit}}}) \quad (2.25)$$

其中，M 为所选 MCS 的星座图阶数， N_{used} 为承载数据的子载波个数为 234， N_{fft} 为 OFDM 调制所需要的 FFT 点数为 256。计算得到一组 SNR 切换阈值为 {5, 8, 11, 14, 18, 21, 24, 26}。在实际的仿真系统中，为了更平滑地切换 MCS，还设置了两个阈值（threshold）调整参数，分别为 rcaAttack 与 rcaRelease。当测量得到的 SNR 大于 threshold+rcaAttack 时，增大 MCS；当测量得到的 SNR 小于 threshold-rcaRelease 时，减小 MCS。仿真设置在一个 SNR 变换由余弦函数控制连续变化的场景中，SNR 平均值为 15dB，方差为 14dB。发射与接收天线都为单天线的仿真环境中，设置 rcaAttack=0，rcaRelease=1，仿真结果如图 13 所示，可以看到设计的系统可以很好地跟踪当前信道的连续变化。面对不同的通信环境，可以合理调节 racAttaack 与 racRelease 两个参数来进行适应。

2.4 本章小结

本章首先对 IEEE 802.11 无线局域网在 WAIC 中可适用技术的原理进行分析。然后对 WAIC 中实际应用需要的发射端 CSI 获取技术、波束成形技术以及速率自适应算法的原理进行了说明，这三种技术均可作为 WAIC 性能保障机制。CSI 获取技术可以实时跟踪信道状态，为后续的波束成形和速率自适应算法提供基础。波束成形技术可以聚焦信号，为接收端提供增益，从而增强系统性能和通信质量。速率自适应算法可以根据 CSI 信息实时调整发射端的调制编码方案，以匹配信道状态，保证系统具有较好的通信性能。最后，对航电舱实际应用场景中的波束成形与速率自适应算法进行了仿真分析。仿真结果显示，波束成形技术可以为信号在接收端提供一定的增益，而所提出的自适应速率控制算法，在信道信噪比较快变化的场景下，可以较好地跟踪信道实时状态，对发射端 MCS 做出及时调整，增强了系统的通信性能，从而达到保障 WAIC 性能的目的。

第三章 航空电子无线通信有效容量研究

本课题关注的 WAIC 高速率通信场景为航空电子设备舱机内通信，由于缺乏航电设备舱的实测研究条件，以及目前的 WAIC 通信实测研究都是基于客舱或外部通信场景，本课题将采用仿真的方式对设备舱无线信道进行建模研究。此外，关注发射数据在物理层缓冲队列中的 QoS 性能表现，通过研究发射端缓冲队列的有效带宽与有效容量模型，仿真分析发射端缓冲队列的排队时延上界，对设备信号传输的时延进行分析。

3.1 航空电子无线信道建模

无线信道的随机特性会影响通信系统的吞吐量以及 QoS 性能表现等指标，研究无线信道衰落的统计特性，是分析通信系统性能必不可少的一步。常用的信道衰落特性分析方法有实测与仿真两种，实测分析通过在实际通信场景中发射设定好的信号，在不同位置的接收端并进行分析，得到的结果可以作为经验数据，对之后类似场景下的信号处理做出指导。而仿真分析是在不具备实测分析条件时，通过计算机建模物理模型，仿真信号经历的反射、折射或衍射等物理过程，在接收机处统计信息的方法。

关于 WAIC 信道，现有的研究都是基于客舱模型进行实测或仿真分析的。文献[45]基于几何光学理论，利用射线追踪算法仿真了 2GHz 频率下，A340 飞行器客舱模型的信号传播特性。文献^[46-48]采用射线追踪算法，仿真评价基于超宽带（Ultra Wide Band, UWB）通信技术的客舱信道模型，测量多径信道的时延功率谱，计算均方根时延扩展，符合多簇多径的特性。文献[49]在客舱信道内部，在视距（Line of sight, LOS）场景下，实际测量 ISM 频段（2.4GHz 与 5.8GHz）的信号传播特性，拟合信道衰落分布为莱斯分布。文献[50]加入了客舱内乘客移动场景，分析客舱时变信道特性，乘客的速度越快信道相干时间越短。

基于上述分析，本课题目标是建立航空电子设备舱模型，在设备舱中，不存在大量的物体移动情况，属于准静态信道。由于设备舱内部环境的实测具有一定困难，本文采用射线追踪算法对航电设备舱信道进行建模仿真分析。

3.1.1 射线追踪算法

射线追踪算法是一种经常被应用于通信场景中来预测无线信号传播路径的技术，可以分辨出多径信道中信号所有可能经过的路径。根据无线电波传播理论，可以计算出每条路径上信号的传输时间、幅度衰减以及相位变化，结合载波频率与频带宽度，

在接收点得到合成最终的结果。

射线追踪算法通常分为发射射线法（Shooting and Bouncing Rays Method, SBR）和镜像法（Image Method）。在 SBR 中，指定发射点 T_x 与接收点 R_x 的位置，由发射点向周围均匀地发射射线。图 14 是 SBR 射线发射接收示意图，接收点处指定一个半径固定的接收球， T_x 发出的射线在各自经过不同的反射后，穿过 R_x 接收球内部的射线被判定为成功接收。接收球的半径与射线长度以及射线之间的平均度数成正比，当减少射线之间的度数以增加射线数目时，接收球的半径也会变小。在 SBR 算法中还可以考虑折射、衍射和散射等物理现象，但是由于计算复杂的影响，在不影响最终结果准确性的条件下，本课题在仿真中只考虑折射现象。

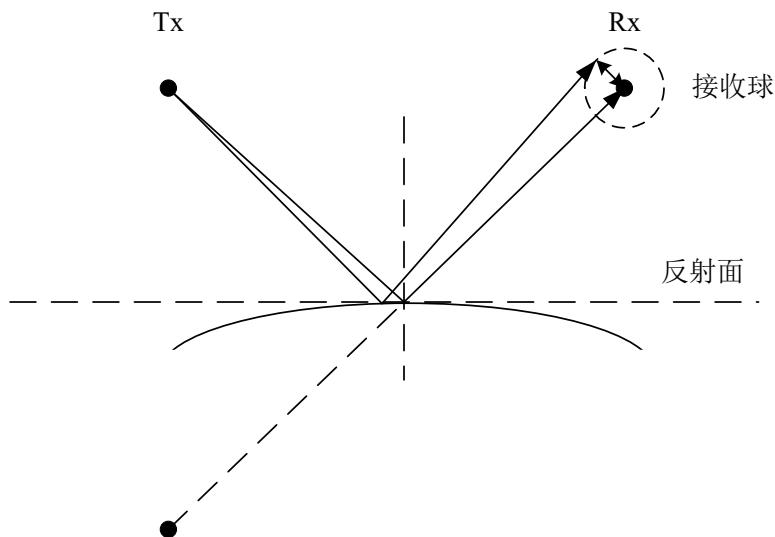


图 14 SBR 接收原理图

镜像法将发射节点基于反射曲面镜像，判定镜像点与接收点是否可以通过直线连接，如果可以判定为合理的路径，通过重复上述步骤得到最终路径，计算发射镜像点与接收点之间的距离等参数。SBR 的计算复杂度与反射点的数量成线性关系，而镜像法的计算复杂度与反射次数成指数关系。此外，镜面法不能计算得到接收射线的时间序列和反射角等信息。综合考虑，本课题采用 SBR 算法进行航空电子设备舱信道的建模。

航空电子设备舱由大量的金属器件与复合材料构成，是一个封闭的通信环境，类似于室内通信场景，可以用典型的多径信道模型进行描述。经过射线追踪得到不同路径的信号在接收端的电场强度，再通过矢量相加运算得到最终的信号的场强。假设发射信号为

$$x(t) = \operatorname{Re}\left\{s(t)e^{j2\pi f_c t}\right\} \quad (3.1)$$

其中 $s(t)$ 为 $x(t)$ 对应的基带信号， f_C 为载波频率， $\operatorname{Re}\{\cdot\}$ 为取实部运算。在忽略噪声的情况下，接收信号 $y(t)$ 是所有射线追踪得到的可分辨多径信号分量之和，如下

$$y(t) = \operatorname{Re}\left\{\sum_{i=0}^N \beta_i(t)s(t-\tau_i(t))e^{j2\pi f_c(t-\tau_i(t))}\right\} \quad (3.2)$$

其中， N 为可分辨多径的数量， $i=0$ 为最短路径，当存在直射径时对应直射信号。每条射线路径的长度为 $d_i(t)$ ，其对应的时延为 $\tau_i(t) = d_i(t)/c$ ， c 为电波传输速率，即光速。 $\beta_i(t)$ 表示为大尺度衰落因子，令 $\phi_i(t) = 2\pi f_C \tau_i(t)$ ，可以简化信号表达式为

$$y(t) = \operatorname{Re}\left\{\left[\sum_{i=0}^N \beta_i(t)e^{-j\phi_i(t)}s(t-\tau_i(t))\right]e^{j2\pi f_c t}\right\} = \operatorname{Re}\left\{r(t)e^{j2\pi f_c t}\right\} \quad (3.3)$$

其中，

$$r(t) = \sum_{i=0}^N \beta_i(t)e^{-j\phi_i(t)}s(t-\tau_i(t)) \quad (3.4)$$

为接收信号对应的基带信号。 $\beta_i(t)$ 取决于路径损耗与阴影衰落， $\phi_i(t)$ 取决于时延，这两个随机过程通常可以假设为相互独立的。由上述分析可以得到基带信号的等效冲激响应为

$$h(t, \tau) = \sum_{i=0}^N \beta_i(t)e^{-j\phi_i(t)}\delta(t-\tau_i(t)) = \sum_{i=0}^N \alpha_i(t)\delta(t-\tau_i(t)) \quad (3.5)$$

通常把 $\alpha_i(t) = \beta_i(t)e^{-j\phi_i(t)}$ 作为基带信号的信道衰落系数。在射线追踪得到的结果中获取多径信道的时延和衰落等信息，即可计算出接收端的信道响应幅值，用于后续的衰落分布分析。

3.1.2 航空电子客舱无线信道仿真分析

由于飞行器结构的复杂性，其内部通信环境与普通场景不同，需要根据具体的仿真或实测数据分析信道特性。由于无法在航空电子设备舱实际场景中进行实测，本课题采用仿真的方式进行信道特性分析，基于舱体数据在 SolidWorks 上进行建模。首先，参考文献[51]的数据，建模 Boeing737-200 的客舱模型，通过 SBR 算法进行多径信道仿真。设置发射端位置在客舱顶部，高度为 2m，接收端位置为座位扶手处，高度为 0.6m，

两者之间水平距离相距 1m。舱壁材料相对介电常数为 14，电导率 1×10^{-5} S/m，设置无线信号的传播速度为光速，仿真结果如图 15 所示。

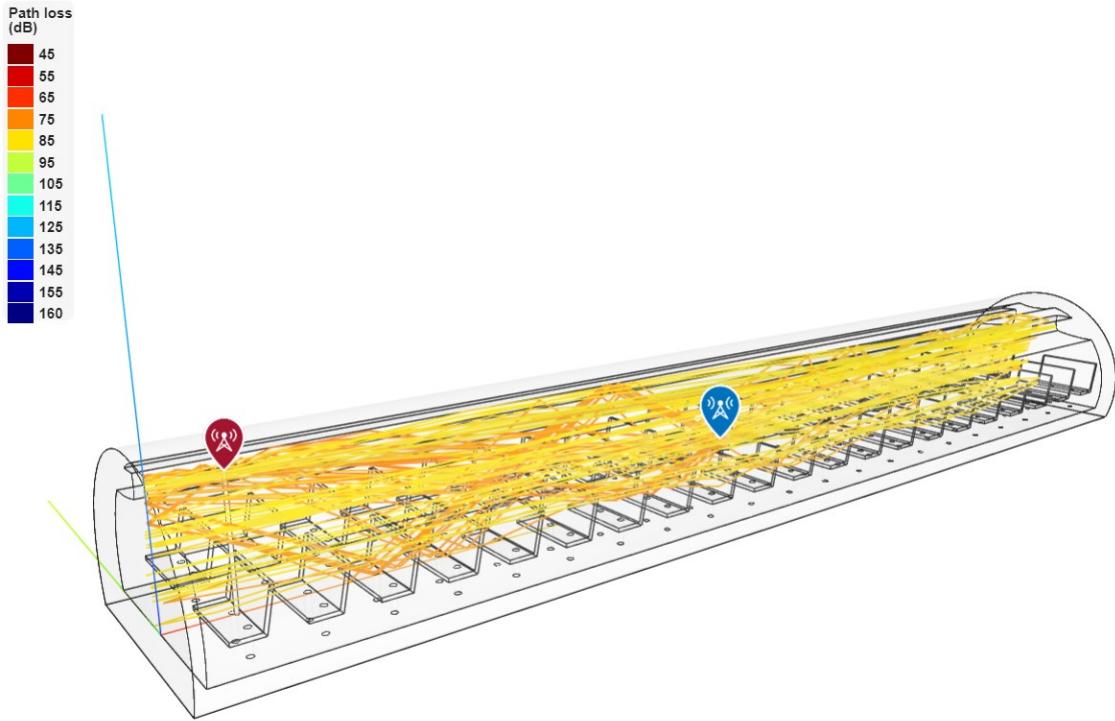


图 15 Boeing 737-200 客舱信道仿真

根据 SBR 得到的结果，由每条射线路径参数可以画出信道的时延功率谱（Delay Power Profile, PDP），再由 PDP 计算得到多径信道的均方根（Root Mean Square, RMS）时延扩展如下：

$$\tau_{rms} = \sqrt{\frac{1}{P_T} \sum_i^L P_i \tau_i^2 - \bar{\tau}^2} \quad (3.6)$$

$$\bar{\tau} = \sqrt{\frac{1}{P_T} \sum_i^L P_i \tau_i} \quad (3.7)$$

其中 L 为 SBR 仿真得到的多径个数，即射线的条数， P_T 与 P_i 分别为总功率与第 i 条路径的功率， $\bar{\tau}$ 为平均时延扩展。根据这些参数可以刻画多径信道的相关特性，由相干带宽的定义：存在这样一个频率间隔，在该频率间隔内信道的复频率传递函数具有很强的相关性，用相关系数进行表征。根据文献[34]中的定义，相关系数为 50% 的相干带宽 B_{C50} 计算公式为：

$$B_{C50} = \frac{1}{5\tau_{rms}} \quad (3.8)$$

而相关系数为 90% 的相干带宽 B_{C90} 计算公式为：

$$B_{C90} = \frac{1}{50\tau_{rms}} \quad (3.9)$$

图 16 为某一次客舱信道仿真得到的 PDP，从图中可以看出多径信道具有较明显的多簇多径特性，即多径信道中存在多个不同的信号簇群，每个簇群内的信号延迟差值很小，且具有相近的频率、相位和时延，但这些簇群之间的时间差值却很大，不同簇群的包络符合指型衰落特征，在这些信号簇群内部，信道响应的幅值也同样符合指型衰落特征。

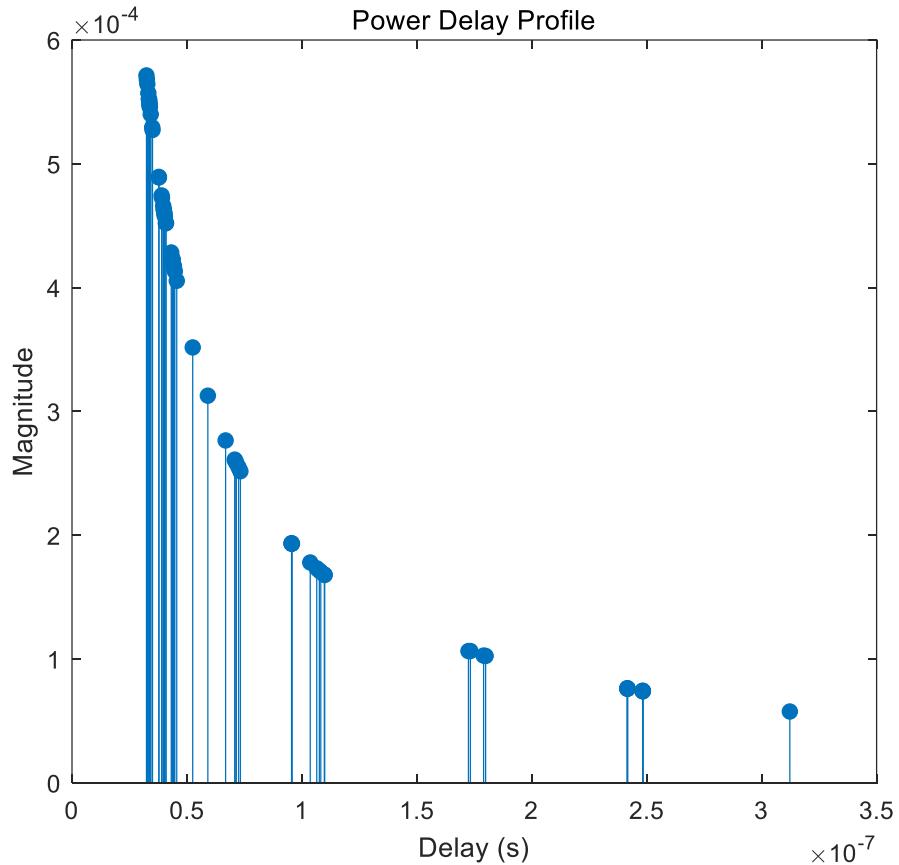


图 16 Boeing 737-200 客舱信道 PDP

计算每次客舱信道仿真的 RMS 时延扩展，统计 500 次仿真的平均值，如图 17 所示。与文献[48]中的仿真结果进行对比，本实验得到的平均 RMS 时延扩展为 14ns 左右，与实测结果相接近，侧面印证本课题采用的 SBR 方法的有效性和可行性，可以用于后续实验仿真中。

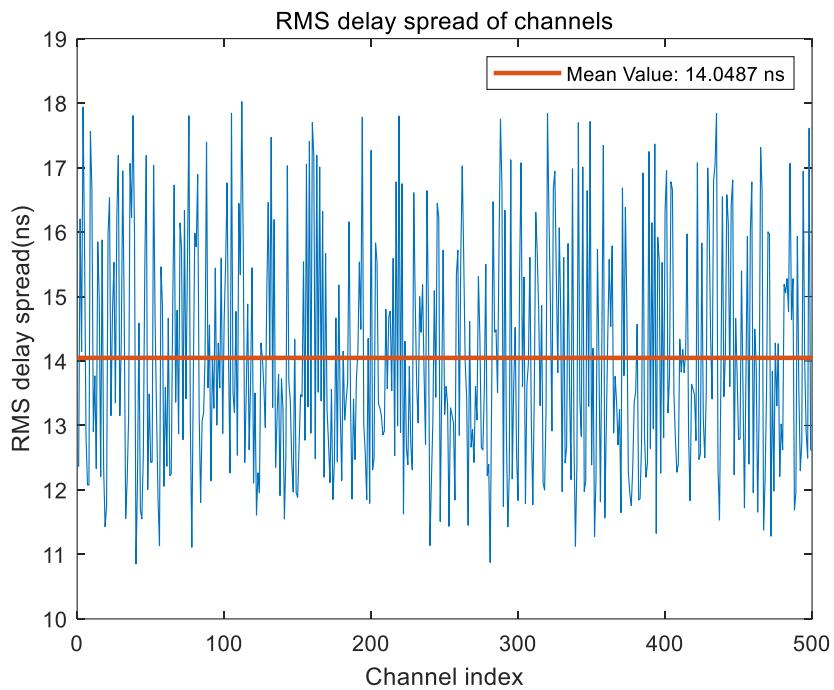


图 17 500 次客舱仿真计算得到的 RMS 时延扩展

3.1.3 航空电子设备舱无线信道仿真分析

使用 SolidWorks 软件对 A777-200 航空电子设备舱进行建模，如图 18 所示，在导出 STL 模型时，公差设置为 5.90mm。其中，航电设备架上的通信设备尺寸参考欧洲联合标准航电体系委员会（Allied Standard Avionics Architecture Council，ASAAC）制定的标准^[52]，具体定义为：宽度 20 mm（如需要可以增加至 30 mm 或 40 mm），高度 160 mm，长度 233.45mm。设备架上的航电设备一般包含航线可替换单元（Line Replaceable Unit，LRU）与模块（Line Replaceable Module，LRM）。ASAAC 标准并不是针对 LRM 或 LRU 而设计的，而是适用于飞机上的各种系统和设备，该标准民用航空设备居多，兼容性好^[53]。

表 5 航电设备建模尺寸信息

类型	长/mm	宽/mm	高/mm
1	324	40	200
2	324	100	200
3	324	200	200
4	324	300	200
5	324	450	200

为了简化建模过程，本课题采用类型不同，包含五种尺寸的航电设备放置在设备

架上进行信道建模，数据见表 5。同时采用两类不同的设备架，设备架的层高均设置为 250mm，宽度为 3000mm。设备架 1 为 6 层，设备架 2 为 3 层，参考图 19 中实际航电设备舱内部结构，两个设备架相对放置。由于实际参数难以测量，为了更得到更可靠的仿真数据，在 3 种不同设备间间距的场景下进行仿真，分别为 60、75 和 90 cm。

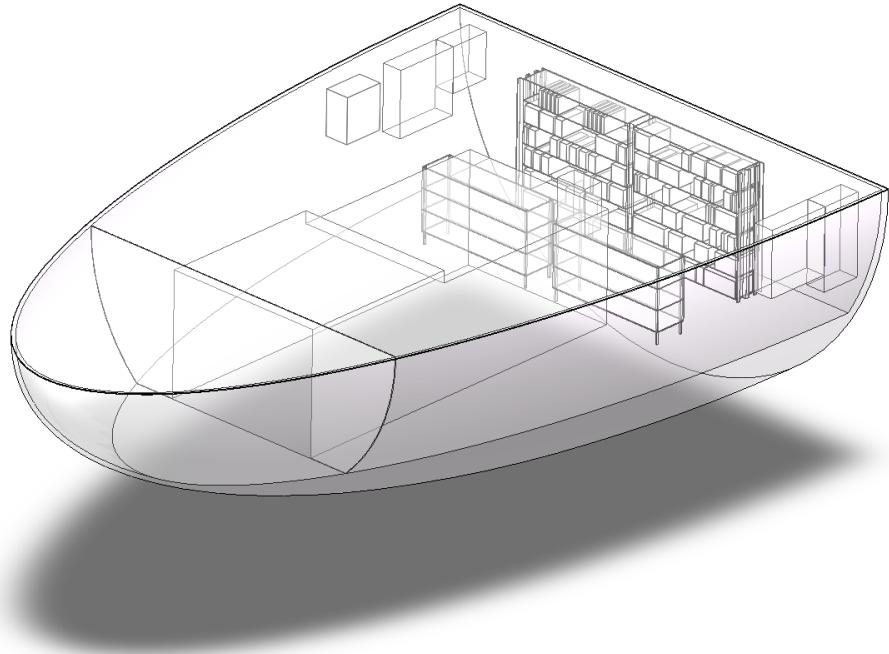


图 18 航空电子设备舱模型



(a) 设备架 1 上航电设备放置情况

(b) 设备架相对放置位置

图 19 A777-200 航空电子设备舱实景

设置发射端与接收端的相对位置位于两个设备架的对角线上，如图 20 所示，此时直射信号会通过设备间通信的最远距离。设置发射信号带宽为 20MHz，即 802.11 协议规定的基本信号带宽，中心频率为 4.3GHz，对应的信号波长 $\lambda=69.77$ mm。SBR 方法为确定性的信道建模方法，需要引入随机产生的变量来研究航电舱信道的随机特性。本实验中固定发射端位置不变，设置接收端位置为固定球心，半径为 $\lambda/2$ 的球面上均匀

采样的点，通过 5000 次仿真统计仿真结果，见表 6。

表 6 设备舱射线追踪统计数据

设备架距离/cm	RMS 时延扩展/ns	相干带宽 B_{C50} /MHz	相干带宽 B_{C90} /MHz
60	7.03	28.42	2.84
75	8.32	24.03	2.40
90	7.34	27.22	2.72

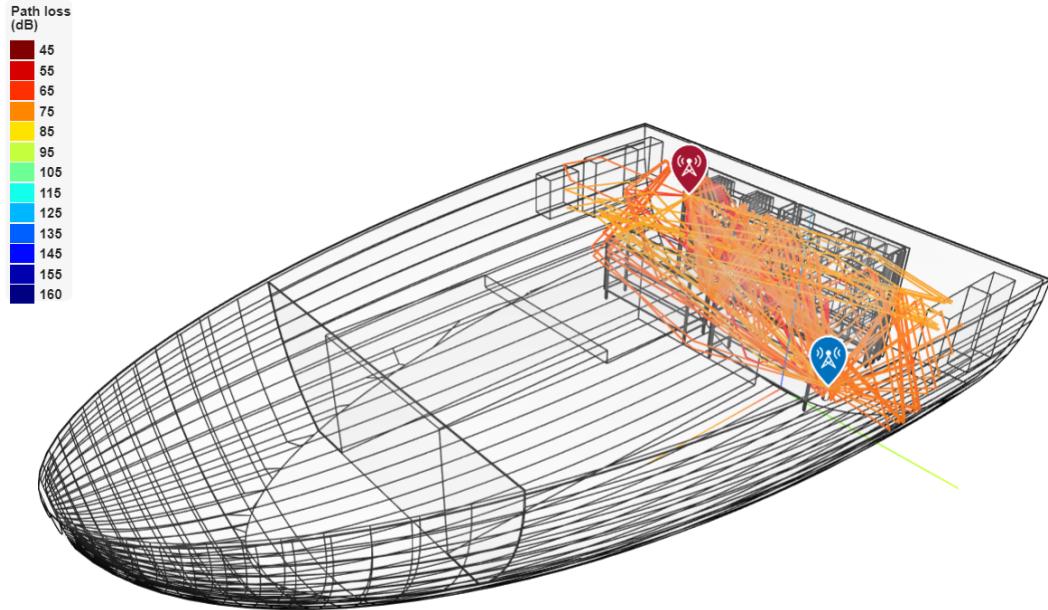


图 20 航电设备舱射线追踪仿真结果

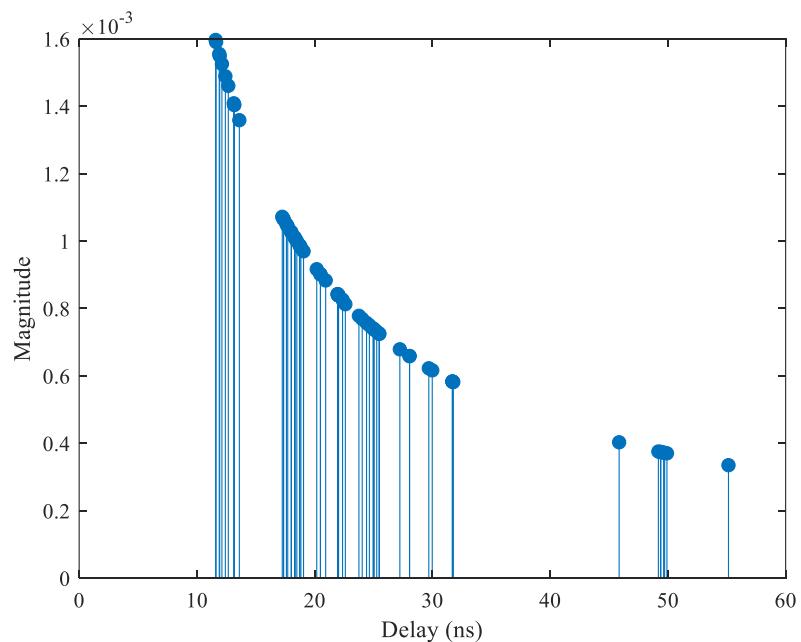


图 21 某次仿真得到的设备舱信道 PDP

取某一次仿真的 PDP 如图 21 所示，可以看出仿真得到的设备舱信道具有多簇多径特性，与多径信道特性一致。由表 6 结果可以看出，航电设备舱信道在相干带宽 B_{C50} 定义下以及 20MHz 基础通信带宽内，属于准静止信道（平坦衰落信道），具有较弱的频率选择性。而在相干带宽 B_{C90} 定义下，属于频率选择性信道，信号需要在接收端进行均衡。在后续的容量分析过程中，需要区分平坦衰落与频率选择性衰落造成的不同效应，而信道的不同表现与带宽大小以及信道的划分也有一定的关系。

3.2 基于有效容量的排队时延上界分析

无线通信中的有效容量与有线通信中的有效带宽互为对偶概念，该模型考虑了缓冲队列中排队时延的 QoS 约束问题。基于有效容量模型可以对发射端缓冲队列中的排队延上界进行计算分析，通过控制到达流量的速率，可以将排队时延控制在期望范围内，由此满足 WAIC 中的 QoS 要求，评估通信系统的有效性和可靠性。

3.2.1 有效容量与有效带宽理论模型

无线通信环境具有多样性，在不同的通信环境下信道特性不同。信号传播会受到反射、折射或衍射等物理现象以及移动物体的影响，信道响应具有一定的随机特性。发射端理论上可以支持的最大速率上界由香农容量确定，但是香农容量是假定 AWGN 信道条件下无差错传输的理想化模型，并没有考虑误码率以及排队时延等 QoS 指标。

有效容量模型是一种可用于无线通信网络性能分析的模型，其建立在随机网络演算（Stochastic Network Calculus, SNC）理论基础之上，可以描述无线衰落信道的不确定性和随机性对通信系统性能的影响。在网络演算理论中，通常使用时延、丢包率和误码率等指标度量通信系统的性能。有效容量模型采用 SNC 的方法和工具，将无线信道的不确定性和随机性建模为一个随机过程，利用其性质来计算信道的有效容量，在保证一定的误码率与时延要求下，衡量无线信道可以支持的最大传输速率。

在通信网络中，对于具有随机特性的流量无法提供确定的 QoS 保障，需要采用统计方法进行分析。大偏移原理（Large Deviation Principle, LDP）是一种对稀有事件概率做指数型渐进估计的数学方法，在此基础上推导得到的有效带宽与有效容量模型常被用于分析具有随机特性的通信网络的性能。

如图 22 为无线通信系统中一个具有无限长度缓冲队列的发射端模型，其中数据源

发射速率即发射端缓冲队列到达速率为 μ ，在时刻 t 缓冲区队列中数据比特数为 $Q(t)$ ，

无线衰落信道的瞬时传输速率为 $r(t)$ 。为了简化分析过程，做如下假设：

(1) 离散化模型，在时隙 n 内到达速率与信道发射的比特数分别为 $A[n]$ 和 $S[n]$ ；

(2) 设置信道为分组衰落信道模型，即在一个分组时隙内，信道的冲击响应特性保持不变^[19]，发送一个数据帧的长度等于一个分组的长度 T_f ；

(3) 在时隙 n 内，到达速率为 $R[n] = \frac{A[n]}{T_f}$ ，服务速率为 $C[n] = \frac{S[n]}{T_f}$ ，且它们在不同的时隙中独立同分布 (independent and identically distributed, i.i.d.)。

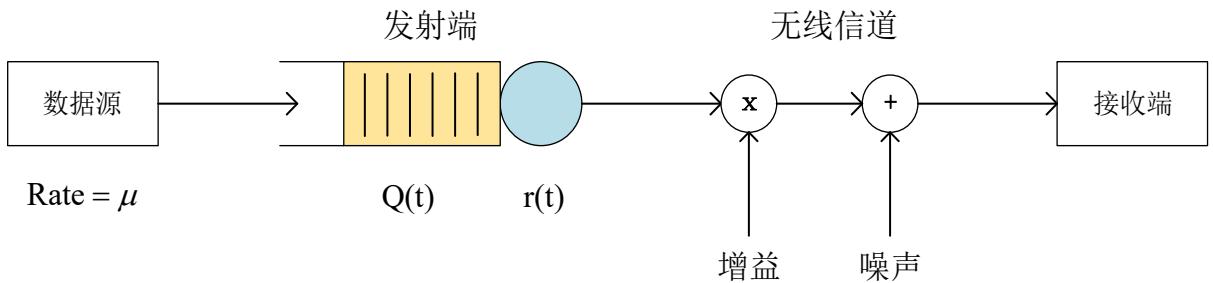


图 22 发射端缓冲队列排队模型

综上所述，在不同的时隙中到达比特数 $A[1], A[2], \dots$ 是随机变量 A 在不同时隙的取值，服务比特数 $S[1], S[2], \dots$ 是随机变量 S 在不同时隙的取值。根据有效容量理论，利用 Gartner-Ellis 理论，到达比特数 A 与服务比特数 S 作为随机变量的矩母函数定义如下：

$$\Lambda_A(\theta) = \log(\mathbb{E}[\exp(\theta A)]) \quad (3.10)$$

$$\Lambda_S(-\theta) = \log(\mathbb{E}[\exp(-\theta S)]) \quad (3.11)$$

其中，参数 θ 为延迟指数， $\mathbb{E}[\cdot]$ 为期望运算符。

到达流量的有效带宽定义如下：

$$\alpha^{(b)}(\theta) = \frac{\Lambda_A(\theta)}{T_f \theta} \quad (3.12)$$

作为对偶概念，服务速率的有效带宽定义如下：

$$\alpha^{(c)}(\theta) = -\frac{\Lambda_S(-\theta)}{T_f \theta} \quad (3.13)$$

假设 $\Lambda_A(\theta)$ 与 $\Lambda_S(-\theta)$ 对于所有的 θ 是取值有限且可导的，若存在唯一的 $\theta^* > 0$ 满

足：

$$\alpha^{(b)}(\theta^*) = \alpha^{(c)}(\theta^*) \quad (3.14)$$

则存在

$$\lim_{x \rightarrow \infty} \frac{\log(\Pr(Q(\infty) > x))}{x} = -\theta^* \quad (3.15)$$

其中 $\Pr(\cdot)$ 为事件概率， x 为缓冲区队列中的比特数边界。当 θ^* 的值很大时，表示缓冲区非空概率衰减很快，此时的 QoS 约束更加严格。在无线通信系统中，服务数据比特 S 可由衰落信道的容量决定。综上所述，有效容量模型可以由香农容量推导得到，在系统设计的过程中需要考虑 QoS 与吞吐量之间的均衡问题，求解满足 QoS 性能时的吞吐量最大化问题。

根据式(3.15)可以得到缓冲区比特数积压的近似公式：

$$\Pr(Q(\infty) > x) \approx e^{-\theta^* x} \quad (3.16)$$

对于较小的 x 值，存在更精确的近似公式^[11]：

$$\Pr(Q(\infty) > x) \approx \Pr(Q(t) > 0) e^{-\theta^* x} \quad (3.17)$$

其中， $\Pr(Q(t) > 0)$ 为缓冲区非空概率。根据假设可以推导得到在时隙 n 内，发送一个数据帧的时延违背概率的近似公式：

$$\Pr(D[n] > D_{\max}) \approx \Pr(Q[n] > 0) e^{-\theta^* \mu D_{\max}} \quad (3.18)$$

其中 D_{\max} 为指定的最大时延，缓冲区非空概率可近似为^[16]：

$$\Pr(Q[n] > 0) \approx \frac{\mathbb{E}[R[n]]}{\mathbb{E}[C[n]]} \quad (3.19)$$

实际上，式(3.18)计算得到的近似值为缓冲区时延违背概率的上界。基于 LDP，通常对于超过时延阈值的极小概率事件，时延违背概率的值越小，得到的结果越精确。在实验中一般设置时延违背概率的期望取值在 10^{-3} 以下^[54]。在实际的无线通信场景下，采用纠错码等措施可以进一步提高系统的 QoS 性能。

3.2.2 频率选择性信道的有效容量分析

上述有效容量模型公式的前提假设为无线信道在整个通信频带上为平坦衰落，而在通信带宽较大的情况下，在整个频带上很难保持平坦衰落，需要针对频率选择性信道进行分析，并进行相应的公式推导。

将存在 N 个 i.i.d. 信号源的常服务速率发射队列与具有 N 个 i.i.d. 子信道的常到达速率频率选择性信道的发射队列进行概念对偶^[55]。设 $\mathcal{Q}^N(\infty)$ 为具有 N 个平稳 i.i.d. 的叠加信号源时处于平稳状态的队列长度，服务速率为 $N \times r$ ，其中 r 为固定常量。定义 $A^N(t)$ 为 $[0, t)$ 时间段内汇聚的到达流量总量，假设缓冲区队列的长度为无限长，当数据源总数趋近于无穷时，定义对数矩母函数如下：

$$\Lambda_t(u) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{Nt} \log \left(\mathbb{E} \left[\exp(u(A^N(t) - Nrt)) \right] \right) \quad (3.20)$$

上式对于所有的 $u > 0, t > 0$ 成立。基于有效带宽的概念，通过引入前因子 $\beta^{(s)}(r)$ 获得更精确的时延违背概率近似公式如下：

$$\Pr \left\{ D^N(\infty) \geq D_{\max} \right\} \approx \beta^{(s)}(r) e^{-\eta^{(s)}(r)N} e^{-\theta^{(s)}(N,r)D_{\max}} \quad (3.21)$$

其中 $D^N(\infty)$ 为平稳状态下的时延， D_{\max} 为设定的最大时延阈值。乘积 $\beta^{(s)}(r) e^{-\eta^{(s)}(r)N}$ 为缓冲区非空概率， $\theta^{(s)}(N,r) = \theta_B(N,r)Nr$ 为 N 与 r 的函数， $\theta_B(N,r)$ 为有效带宽的反函数。 $\eta^{(s)}(r)$ 定义如下：

$$\eta^{(s)}(r) = -\lim_{t \rightarrow \infty} t \Lambda_t(\theta_B(N,r)) \quad (3.22)$$

将式(3.20)带入可得

$$\eta^{(s)}(r) = -\lim_{t \rightarrow \infty} \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \log \left\{ \mathbb{E} \left[\exp \left(\theta_B(N,r)(A^N(t) - Nrt) \right) \right] \right\} \quad (3.23)$$

根据概念对偶，可以推导具有 N 个 i.i.d. 子信道的频率选择性信道模型下的有效容量。

设定到达流量速率为常量 μ ，由 $1/N$ 片段的频率选择性信道进行服务，后面简称 $1/N$ 信道。引入前因子 $\beta^{(c)}(\mu)$ ，时延违背概率近似如下：

$$\Pr \left\{ D(\infty) \geq D_{\max} \right\} \approx \beta^{(c)}(\mu) e^{-\eta^{(c)}(\mu)N} e^{-\theta_N(\mu)D_{\max}} \quad (3.24)$$

其中 $D(\infty)$ 为平稳状态下的延迟， μ 为到达流量的速率， $\theta_N(\mu) = \mu N \alpha^{-1}(\mu)$ ， $\alpha^{-1}(\cdot)$ 为单个子信道有效容量的反函数。 $\eta^{(c)}(\mu)$ 同样根据对偶关系可得：

$$\eta^{(c)}(\mu) = -\frac{1}{N} \log \left\{ \mathbb{E} \left[\exp \left(N \alpha^{-1}(\mu) (\mu T_f - r_N(T_f)) \right) \right] \right\} \quad (3.25)$$

其中， $r_N(t)$ 为 $1/N$ 信道在 $[0, t)$ 时间内服务的比特数， T_f 为数据帧的长度。由文献[53]中式(17)与式(15)可得非空概率的近似计算公式：

$$\gamma_N(\mu) \approx \beta^{(c)}(\mu) e^{-\eta^{(c)}(\mu)N} = \gamma_1(\mu) e^{(1-N)\eta^{(c)}(\mu)} \quad (3.26)$$

其中 $\gamma_N(\mu)$ 与 $\gamma_1(\mu)$ 分别表示 $1/N$ 信道服务与单个子信道服务时的缓冲区非空概率，上述公式计算过程等价于包含 N 个 i.i.d. 子信道的频率选择性信道全部进行服务时时延违背概率的计算。由负指数函数的凹函数特性与 Jensen 不等式可得：

$$\mathbb{E}\left[\exp\left(N\alpha^{-1}(\mu)(\mu T_f - r_N(T_f))\right)\right] \leq \exp\left(N\alpha^{-1}(\mu)\left(\mu T_f - \mathbb{E}[r_N(T_f)]\right)\right) \quad (3.27)$$

右边可以作为期望计算的近似上界。将式(3.25)、(3.26)与(3.27)代入(3.24)中得到时延违背概率计算公式如下：

$$\Pr\{D(\infty) \geq D_{\max}\} \approx \gamma_1(\mu) \exp\left(N\alpha^{-1}(\mu)\left(\mu T_f - \mathbb{E}[r_N(T_f)]\right)\right)^{\frac{N-1}{N}} e^{-N\mu\alpha^{-1}(\mu)D_{\max}} \quad (3.28)$$

3.2.3 数据帧长度服从指数分布的到达流量有效带宽分析

上述有效容量模型的假设之一为到达流量保持常速率，而在实际的通信网络中，到达流量通常具有一定的随机特性，为了更真实地分析通信网络性能，假设在发射一个数据帧的时间 T_f 内到达流量的数据比特数 A 服从参数为 λ 指数分布，其概率密度函数（Probability Density Function, PDF）为

$$f_A(a) = \begin{cases} \frac{1}{\lambda} \exp(-\frac{1}{\lambda}a) & (a \geq 0), \\ 0 & (a < 0). \end{cases} \quad (3.29)$$

平均到达速率 $\mu = \lambda / T_f$ 。由 3.2.1 中有效容量的定义计算得，指数到达过程的有效带宽为：

$$\begin{aligned} \alpha^{(b)}(\theta) &= \frac{\log(\mathbb{E}[\exp(\theta A)])}{T_f \theta} \\ &= \frac{1}{T_f \theta} \log \int_0^\infty \exp(\theta A) f_A(a) da \\ &= \frac{1}{T_f \theta} \log \frac{1}{1 - \lambda \theta} \end{aligned} \quad (3.30)$$

为使上述公式存在， θ 的取值范围应该为 $(0, 1/\lambda)$ ，由推导可以看出，指数分布的特殊性降低了计算复杂度，使用有效带宽的计算替代有效容量复杂的积分运算可进一步简化分析过程。设不同时隙内的缓冲区比特数为随机变量 Q 的采样，由文献[56]中陈

述可得，缓冲区非空概率可以用下式进行近似计算：

$$\Pr(Q > 0) \approx 1 - \lambda\theta^* = 1 - \mu T_f \theta^* \quad (3.31)$$

而对于时延违背概率有

$$\begin{aligned} \Pr\{D(\infty) \geq D_{\max}\} &\approx \Pr(Q > 0) \exp\left(-\theta^* \alpha^{(b)}(\theta^*) D_{\max}\right) \\ &= \left(1 - \lambda\theta^*\right)^{\frac{D_{\max}}{T_f} + 1} \end{aligned} \quad (3.32)$$

综上所述，针对指数到达过程以及无线衰落信道服务情况下的缓冲区队列时延分析，可以先通过式(3.14)计算参数 θ^* ，再采用式(3.32)进行时延违背概率的近似计算。

3.3 发射端缓冲队列排队仿真分析

在 WAIC 发射端缓冲区排队时延的分析中，首先需要根据多径信道仿真拟合衰落信道的分布，通过分布的概率密度公式推导有效容量的表达式，通过求解有效带宽与有效容量等式的非线性方程，获得指数型衰落因子 θ ，进一步计算时延违背概率。通过排队仿真与理论计算相比较，证明有效容量模型具有一定的可用性。

3.3.1 信道分布拟合分析

根据射线追踪算法可以计算得到多径信道中每条信号路径的幅度、相位以及时延等信息，由于航电设备舱内移动物体的影响很小，假设该通信模型中没有时间因素的影响，可以进行时不变信道模型的建模。设定发射信号的中心频率为 4.3GHz，第 i 条路径上的时延为 τ_i ，信道增益为 a_i ，则总的信道复数增益为：

$$h(f) = \sum_i^L a_i \exp(-j2\pi f \tau_i) \quad (3.33)$$

取 3.1.3 中设备架相距 75cm 时仿真 5000 次得到的数据，计算信道响应的幅值 $|h(f)|$ 进行分布拟合。设定四种分布假设：瑞利分布、韦伯分布、Nakagami-m 分布和莱斯分布。通过 K-S 检验的方法评估这四种分布的拟合情况，假设如下：

- (1) 空假设 (H_0)：数据符合设定的特殊分布；
- (2) 备择假设 (H_1)：数据不符合设定的特殊分布。

设定显著性水平 α 为 1%，计算四种分布设定情况下的 p 值，结果如表 7 所示，可

以看出只有莱斯分布通过了假设检验，信道衰落分布最适拟合为莱斯分布。四种分布的累积分布函数（Cumulative distribution function, CDF）于信道仿真数据的 CDF 数据如图 23 所示，可以看出莱斯分布最接近信道数据分布。

表 7 设定 $\alpha = 1\%$ 时，信道分布的 K-S 检验结果

设定分布	p 值
瑞利分布	1.5602×10^{-32}
韦伯分布	1.5507×10^{-8}
Nakagami-m 分布	0.0013
莱斯分布	0.0283

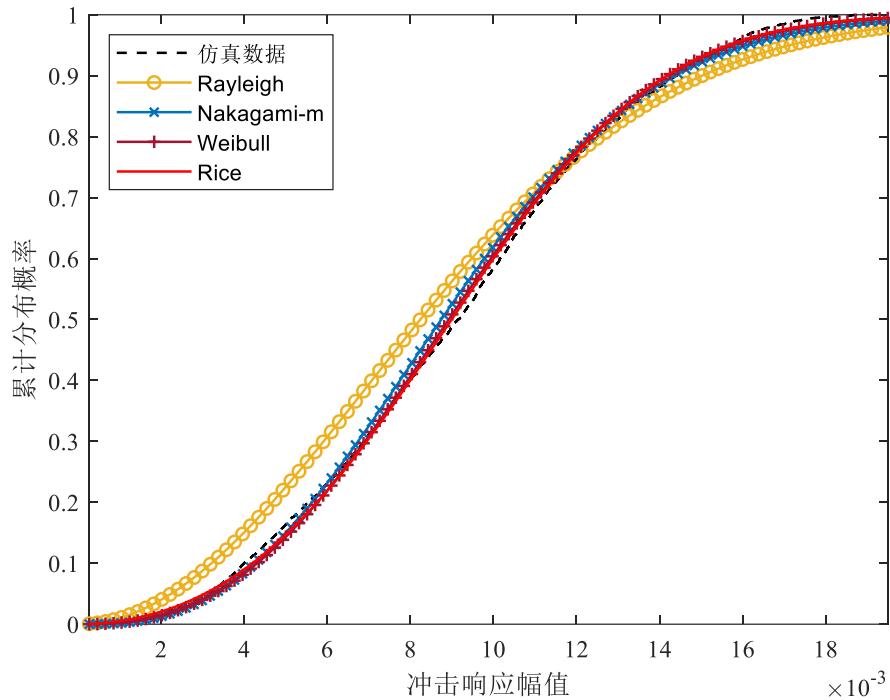


图 23 航电设备舱信道分布拟合结果

基于航电设备舱信道服从莱斯分布的假设，可以进行有效容量解析表达式的推导。

服从莱斯分布的信道增益 $x = |h(f)|^2$ 的 PDF 为

$$p(x) = \frac{(1+K)e^{-K}}{\Omega} \exp\left(-\frac{(1+K)x}{\Omega}\right) I_0\left(2\sqrt{\frac{K(1+K)x}{\Omega}}\right) \quad (3.34)$$

其中， K 为形状参数，定义为直射径与剩余多径的功率之比， Ω 为尺度参数，定义为所有路径的总功率， $I_0(\cdot)$ 为第一类零阶修正贝塞尔函数，可以采用矩估计或对数似然估计方法计算信道参数^[57]。使用相距 75cm 设备架仿真 5000 次得到的信道数据，采用

最大似然估计^[58]得到信道参数， $K = 1.72$ ， $\Omega = 9.80 \times 10^{-5}$ 。

将莱斯分布的 PDF 带入有效容量计算公式中，可以推导得到归一化的有效带宽解析表达式如下：

$$\begin{aligned}\alpha^{(c)}(\rho, \theta) &= -\frac{\Lambda_S(-\theta)}{\theta T_f B} = -\frac{1}{\beta} \log_2 \left(\mathbb{E} \left[(1 + \rho x)^{-\beta} \right] \right) \\ &= \frac{K}{\beta \ln 2} + \log_2 \left(\frac{\Omega \rho}{1 + K} \right) - \frac{1}{\beta} \log_2 \left(\sum_{n=0}^{\infty} \frac{K^n}{\Gamma(n+1)} U \left(\beta; \beta - n; \frac{1+K}{\Omega \rho} \right) \right)\end{aligned}\quad (3.35)$$

其中， $\rho = E_s / N_0$ 为发射信号 E_s 与接收端噪声 N_0 的比值， B 为传输信号带宽， $\beta = 1 / \theta T_f B$ 为 QoS 因子。 $\Gamma(x) = \int_0^\infty t^{x-1} e^{-t} dt$ 为伽马函数， $U(\cdot)$ 为 Tricomi 超几何函数^[59]，在计算过程中包含复杂的超越函数积分，可以使用 Meijer's G 函数对多种衰落信道进行统一的闭合公式替代^[60]，上述有效容量公式的推导过程见附录 A。

$$U \left(\beta; \beta - n; \frac{1+K}{\Omega \rho} \right) = \frac{1}{\Gamma(n+1) \Gamma(\beta)} G_{1,2}^{2,1} \left(\frac{1+K}{\Omega \rho} \middle| 0, n+1-\beta \right) \quad (3.36)$$

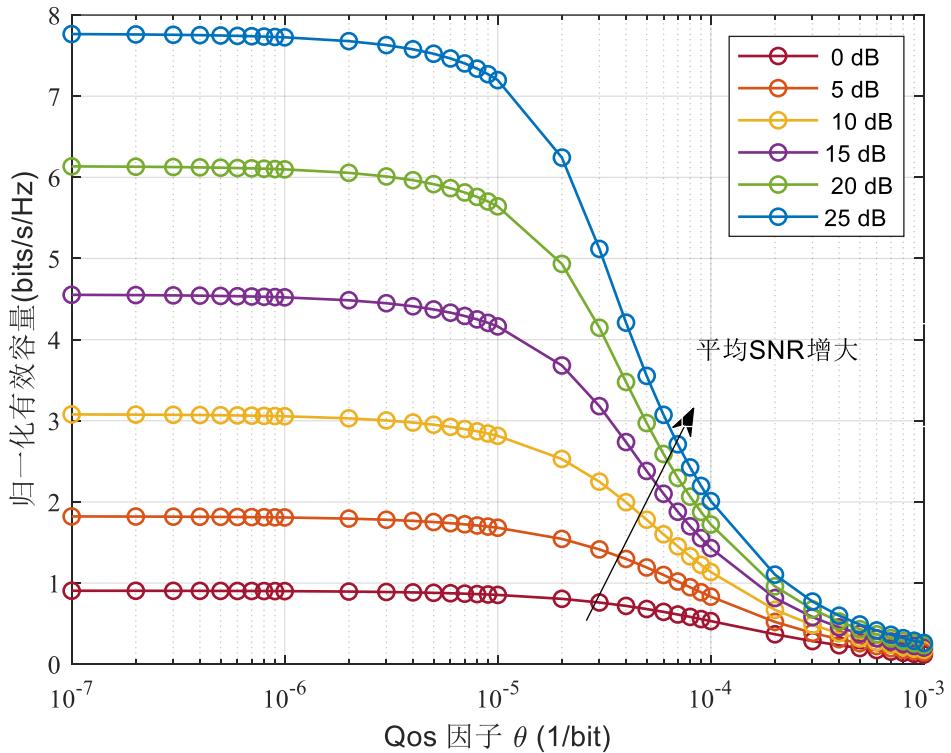


图 24 不同平均 SNR 下的归一化有效容量

设定数据帧持续时间 $T_f = 2\text{ms}$ ，信道带宽为 802.11 协议的基础带宽 20MHz，基于

上述分析，在相干带宽为 $B_{C50} > 20\text{MHz}$ 的情况下，认为信道是平坦衰落的，计算归一化有效带宽在不同 θ 取值时的数值，结果如图 24 所示。当平均 SNR，即 ρ 增大时，有效容量也会增大；当 QoS 因子 θ 增大时，有效容量会减小。当 $\theta \rightarrow 0$ 时，对信道的 QoS 约束变小，意味着发射端可以容忍任意大小的时延，此时有效容量的数值趋近于香农容量；而当 $\theta \rightarrow \infty$ 时，对信道的 QoS 要求变高，相应的有效容量取值也会变小。

3.3.2 排队仿真参数设置

在 802.11ax 通信协议下的航电设备舱通信环境中，设定发射信号的基础带宽为 20MHz，发射功率为 15dBm，接收端噪声功率为 -65dBm。在仿真中采用 3.3.1 中拟合得到的莱斯分布参数对 $\{K, \Omega\}$ 生成服从莱斯分布的随机数作为信道增益系数，此时计算得到的接收端平均 SNR 为 10dB。基于 3.1.3 中分析得到的相关带宽，采用 B_{C50} 定义时，信号在整个信道上是平坦衰落的；采用 B_{C90} 定义时，为了方便分析，取 $B_{C50} = 2.5\text{MHz}$ ，此时 20MHz 带宽可以看作 8 个不相关子信道组成的频率选择性信道，其中每个子信道都服从莱斯分布。考虑在可与无线通信相结合的时间敏感网络中，上层有线数据帧最大长度为 1522 字节，采用最低调制策略时，无线数据帧的持续时间最长可达 1.2ms。由 802.11 协议中的帧聚合特性，即聚合 2-8 个数据帧同时发送，设置仿真参数如下：发送数据帧分组长度为 $T_f = 2\text{ms}$ ，仿真时长为 2000s。在有效容量的研究文献中^[11]，通常设置时延违背概率为 10^{-3} ，考虑航空电子通信对于时延保障的要求，在本实验中设定期望的时延违背概率为要求更严格的 10^{-4} 。为了分析到达流量分布与服务信道分布对发射端缓冲队列排队时延的影响，设计下列四类通信场景：

- (1) 到达流量为常速率 μ ，服务信道为平坦衰落信道；
- (2) 到达流量数据帧长度服从参数 λ 的指数分布，服务信道为平坦衰落信道；
- (3) 到达流量为常速率 μ ，服务信道为频率选择性衰落信道；
- (4) 到达流量数据帧长度服从参数 λ 的指数分布，服务信道为频率选择性衰落信道。

仿真程序每 2ms 计算一次缓冲区队列中剩余未服务比特数，除以香农容量的期望值作为当前时隙内的时延，再统计超过设定阈值时延的时隙个数除以仿真时隙总数估计时延违背概率的大小，并与理论公式计算得到的结果作对比。

3.3.3 排队仿真与理论分析

由上述仿真方案进行以下四种场景的排队仿真与理论计算对比。

(1) 常速率到达流量与平坦衰落服务信道

设定发射端到达流量速率分别为 50、55、60Mbit/s 进行仿真，结果如图 25 所示。

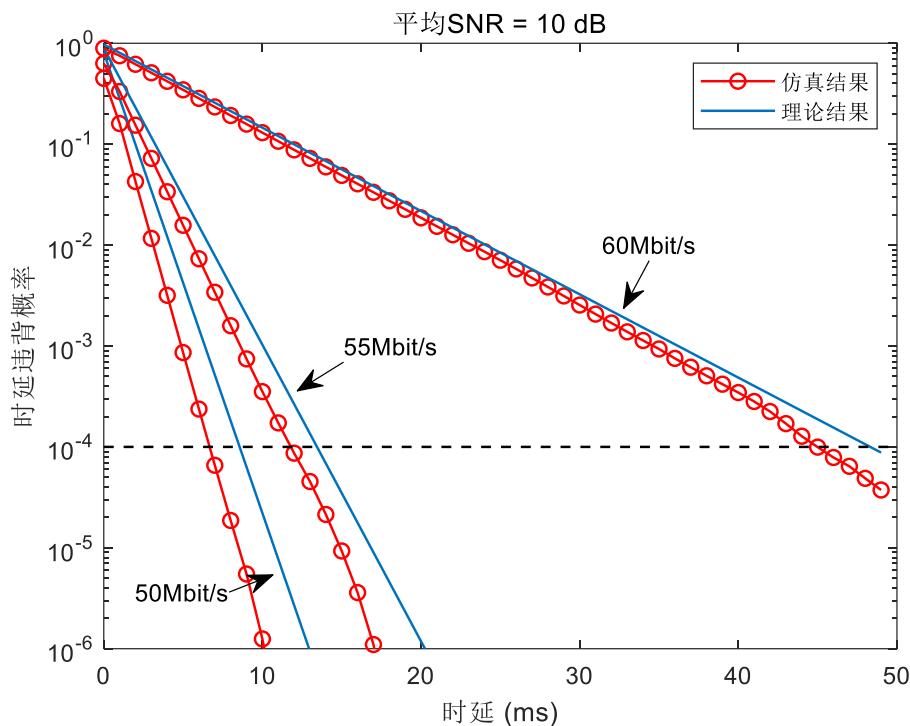


图 25 场景一排队仿真与理论计算结果

从图中可以看出，随着到达流量速率降低，到达缓冲队列的数据时延也会减小。理论计算得到的时延违背概率曲线为实际仿真统计得到的时延违背概率的上界，当到达流量越接近理论香农极限时，发送数据越容易堆积在缓冲队列中，发生时延违背事件。若控制发射端到达流量速率为 55Mbit/s 以下，缓冲队列的排队时延可以控制在 20ms 以下。

(2) 常速率到达流量与频率选择性衰落服务信道

设定频率选择性信道的不相关子信道个数 N 分别为 4 和 8（对应航电设备舱信道状态），到达流量常速率为 60Mbit/s，结果如图 26 所示。

从图中可以看出，随着频率选择性信道的子信道个数的增加，发射端到达速率相同的情况下，缓冲队列中的数据发生时延违背事件的概率下降。这表明频率选择性信道可以为通信系统引入频率分集，进而改善无线信道的时延性能。当信道的相干带宽减小时，意味着无线信道内含有较多不同时延相差较大的多径信道，接收端可以获得更多通过不同路径发射的信号副本，通过分集增益改善系统性能。此时，60Mbit/s 到达

速率引发的时延可以控制在 20ms 以下。

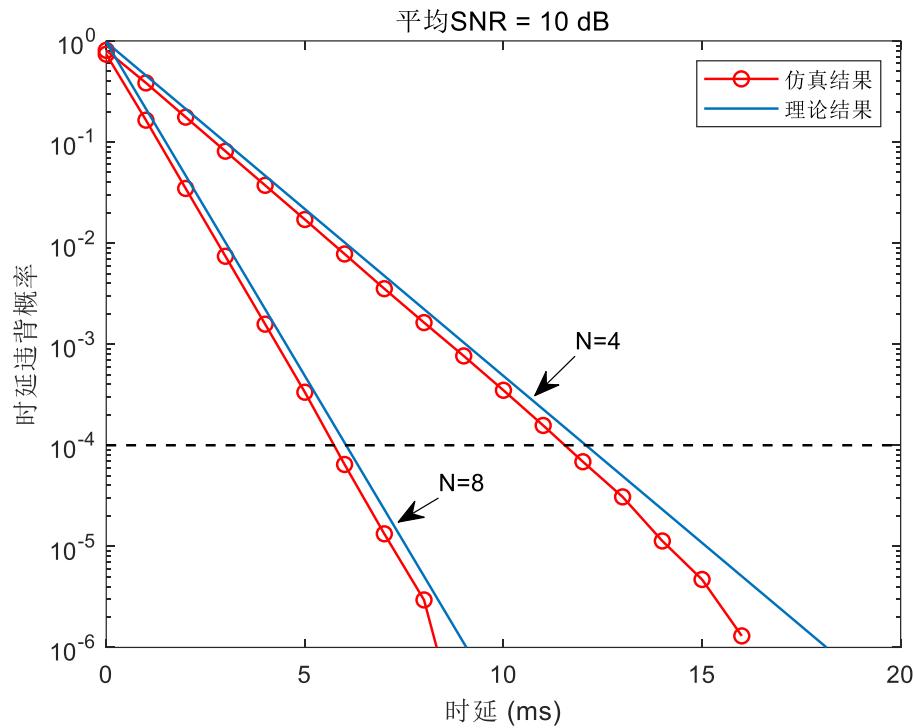


图 26 场景二排队仿真与理论计算结果

(3) 指数到达流量与平坦衰落服务信道

设定到达流量的长度服从参数 $\lambda = 90, 100$ 和 110Kbit 的指数分布，则平均到达流量速率分别为 $45, 50$ 和 55Mbit/s ，此时排队仿真结果如图 27 所示。

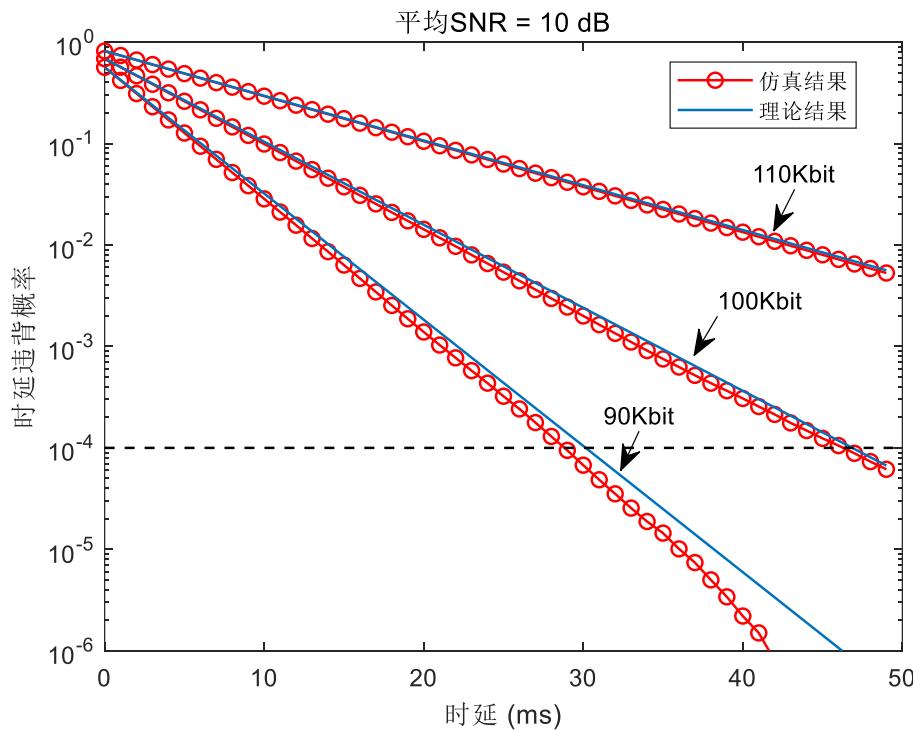


图 27 场景三排队仿真与理论计算结果

从图中可以看出，随着指数到达流量的平均数据长度增大，缓冲队列发生时延违背事件的概率也会增大。与常速率到达流量不同，服从一定随机分布的到达流量数据长度会给通信系统引入一定的突发度，可能造成瞬时数据流量过大无法处理的情况。

场景三的仿真更接近航电系统发送信号时的真实情况，从图中可以看出当到达流量平均数据长度为 90Kbit 时，缓冲队列中的时延可以控制在 40ms 以下。

图 28 为有效容量与有效带宽的在不同 θ 取值时 ($0 < \theta < 10^{-5}$) 的图像，此时 $\lambda = 100\text{Kbit}$ ，从图中可以看出随着 θ 数值的增长，即随着 QoS 约束的增加，有效容量的数值逐渐下降，而有效带宽的数值不断增长，两者相交于一点，此时缓冲队列的状态保持稳定。

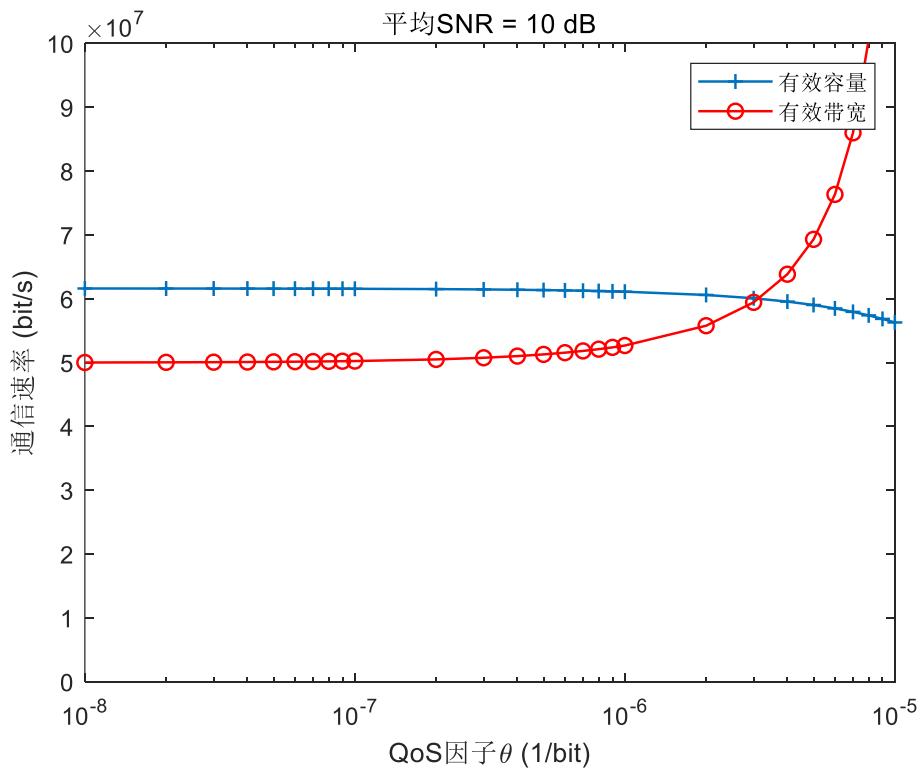


图 28 有效容量与有效带宽曲线

(4) 指数到达流量与频率选择性衰落服务信道

设定到达流量的长度服从参数 $\lambda = 90\text{bit}$ 的指数分布，设定频率选择性信道的不相干子信道个数 N 分别为 4 和 8，结果如图 29 所示。

从图中可以看出，当到达数据长度服从指数分布时，缓冲区非空概率有所下降，但频率选择性服务信道并没有起到一定的改善作用，两种子信道个数下的时延违背概率理论上界是相同的，且仿真结果没有明显差异。分析得出对于随机变化特性较大的到

达流量，信道的频率选择性也不能提供很好的性能改善，在这类场景下应该对到达流量的速率进行控制，从而降低数据发送的排队时延。

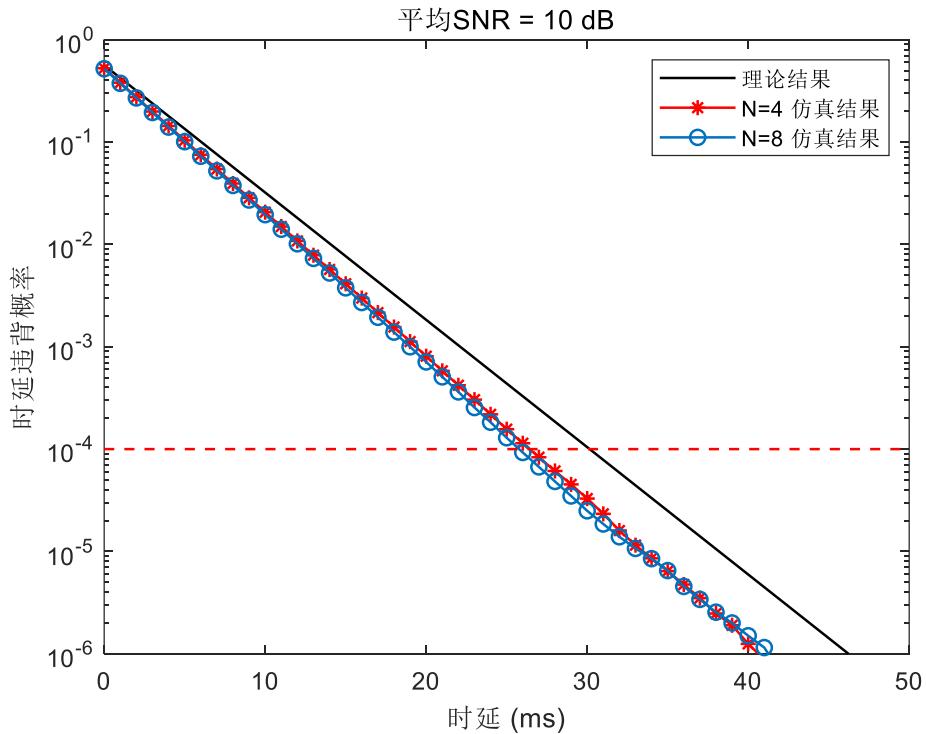


图 29 场景四排队仿真与理论计算结果

3.4 本章小结

本章研究航空电子机内通信场景依据射线追踪算法进行的信道建模与发射端信号在缓冲队列中排队现象的分析。通过有效容量与有效带宽等数学工具，推导了缓冲队列有效容量的闭合公式，将其与有效带宽相等的非线性方程进行求解。对到达流量与服务信道在不同随机特性下的四类场景中，缓冲队列数据排队的时延违背概率进行了分析，与仿真统计数据作对比。仿真和分析结果表明频率选择性信道对常速率到达流量的排队时延有一定的改善作用，而对于指数到达过程的改善作用并不显著；因此为了控制缓冲队列中数据发送时延大小，采用对到达流量速率进行控制的方法更有效。

第四章 航空电子无线局域网编码转发中继技术研究

复杂的航空电子通信网络中存在多种多样的通信设备，可以利用中继节点进行协作通信提高多用户系统的容量，在无线局域网通信的场景下可存在许多中继节点对消息进行转发。考虑航空电子系统对有效性和可靠性的要求，利用中继节点进行信息的编码转发，在目的节点提供发送信息的副本，可以有效增强系统处理信号传输差错的能力。同时，对于信息传输过程中的时延要求，还需要在中继协作通信过程中进行 QoS 分析。本章的主要研究内容为在有效容量模型的背景下，对编码转发机制下的中继协作通信系统进行 QoS 与吞吐量的均衡与优化问题研究，合理设计发射与转发节点的功率分配策略。

4.1 中继协作通信传输模式选择

无线通信由于特殊的空口通信特性，很难做到像有线通信那样在开放式系统互联（Open System Interconnect, OSI）模型的不同层中进行独立的优化控制，中继通信的链路层控制与物理层信道状态紧密相关。基于 WAIC 中丰富的多设备通信环境，考虑采用中继协作通信的方式，通过引入中继节点，采用合适的信号转发策略，在合适的时间向接收端发送信号副本，引入分集增益，增强系统的稳定性。同时，为了评估通信系统的 QoS 性能，可以基于考虑了 QoS 约束的有效容量模型，对物理层发射端缓冲队列的时延进行 QoS 分析。在简单的点对点通信场景中，有效容量模型受到信道分布、QoS 因子、带宽以及数据帧长度等多种因素的影响。在较高的 QoS 要求下，通信系统容量可能会出现趋于 0 的情况，发生中断事件，影响系统的有效性及可靠性^[22]。此时引入中继节点进行消息的转发，可以改善信道吞吐量退化的情况，减少因 QoS 要求过高而发生中断的概率。

传统的协作通信^[61]包含两类基本的中继节点运作方式：放大转发（AF）与编码转发（DF）。AF 的运行简单计算量小，只需要将接收信号乘以相应的发射功率，缺点便是放大原始信号的同时也会放大噪声；而 DF 模式会在中继节点对信号进行解码与校验，可以及时发现信号的错误传输从而做出相应的决策，但是存在计算量大、运行复杂等问题。考虑存在直射径的通信场景，为了简化分析过程，假设源节点（Source, S）、中继节点（Relay, R）与目的节点（Destination, D）在同一直线上，将距离归一化即设置 S 与 R 之间距离为 d，R 与 D 之间距离为 1-d，如图 30 所示。 γ_1 、 γ_2 与 γ_3 分别为

S-D、S-R 和 R-D 路径上的信道增益，发射端 S 与中继节点 R 的发射功率分别为 P_s 与 P_r 。

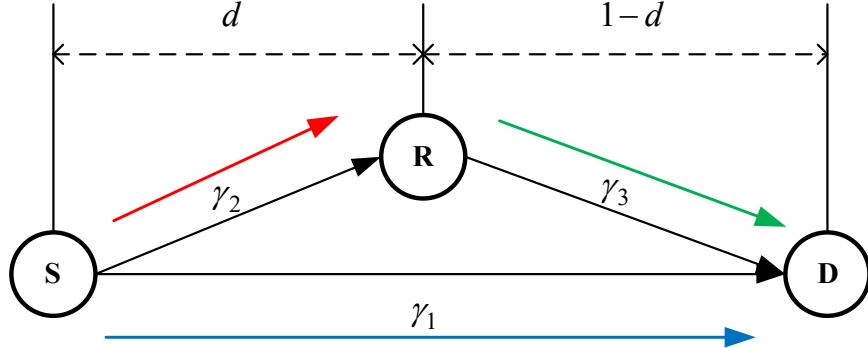


图 30 中继协作通信系统示意图

为了作进一步的简化分析，针对上述通信系统，有如下解释：

(1) 假设信号传输的三条路径上，信道均是平坦衰落的，且在信号传输的过程中信道增益保持不变，即信道为分组衰落信道，信道带宽为 B ，分组持续时间为 T_f ；

(2) 三条信道相互独立，信道幅值 $h_{i,j}$ ， $i \in \{s,r\}, j \in \{r,d\}$ 且 $i \neq j$ 服从瑞利分布，则信道增益 $\gamma_1 = |h_{s,d}|^2$ 、 $\gamma_2 = |h_{s,r}|^2$ 和 $\gamma_3 = |h_{r,d}|^2$ 服从参数分别为 $\lambda_1 = 1$ ， $\lambda_2 = d^\alpha$ 和 $\lambda_3 = (1-d)^\alpha$ 的相互独立的指数分布，其中 α 为路径损耗系数。设随机变量 Γ 服从参数为 λ 的指数分布，则其 PDF 为：

$$f_\Gamma(x) = \lambda \exp(-\lambda x) \quad (4.1)$$

(3) 接收端噪声为单位方差的零均值加性高斯白噪声，即 $\sigma_i^2 = 1$ ， $i \in \{r,d\}$ ；

(4) 假设 CSI 在接收端可被估计出来，并反馈给发射端，发射反馈信息带来的时延忽略不计，发射端根据反馈得到的 CSI 采用自适应速率控制算法调整发射速率。

考虑实现复杂度较小的半双工中继转发协议，与全双工不同，此时编码转发节点 R 与源节点 S 不能在相同的频段内同时发送消息，系统的通信效率降低，但是正交的发送协议可以消除 S 与 R 之间存在的信号干扰问题。在上述中继协作通信系统中，信号的发送过程分为两个阶段，持续时间均为 $T_f / 2$ ：第一阶段，源节点 S 向中继节点 R 与目的节点 D 发送信号；第二阶段，中继节点对接收信号采取相应方式处理后，再向目的节点 D 转发。最终，多个信号副本在目的节点 D 处进行合并处理，得到最终信号。

4.1.1 放大转发中继通信协议

在 AF 传输模式中，系统发送信号的第一阶段，中继节点 R 接收源节点 S 传来的数据后，不进行任何解调或解码操作，只进行简单的放大转发操作，被称为非再生中继或模拟中继方案。假设源节点发送信号为 $\mathbf{x}_s = [x_s[0], \dots, x_s[M-1]]$ ，第一阶段 R 与 D 的接收信号由下式给出

$$y_r[m] = h_{s,r} \sqrt{P_s} x_s[m] + n_r[m] \quad (4.2)$$

$$y_d^{(1)}[m] = h_{s,d} \sqrt{P_s} x_s[m] + n_d^{(1)}[m] \quad (4.3)$$

其中， $m = 0, \dots, M-1$ ， $n_r[m]$ 与 $n_d[m]$ 为接收端高斯白噪声。

在第二阶段，中继节点 R 首先将(4.2)接收到的信号进行缩放，对于所有的 m，有 $\mathbb{E}[|x_r[m]|^2] = 1$ 。若在中继节点瞬时增益 $|h_{s,r}|^2$ 已知，缩放系数为

$$G_r = \frac{1}{\sqrt{P_s |h_{s,r}|^2 + \sigma_r^2}} \quad (4.4)$$

乘以接收信号得到 R 处的发送信号为

$$x_r[m] = G_r y_r[m] = \sqrt{\frac{P_s}{P_s |h_{s,r}|^2 + \sigma_r^2}} h_{s,r} x_s[m] + \sqrt{\frac{1}{P_s |h_{s,r}|^2 + \sigma_r^2}} n_r[m] \quad (4.5)$$

其中信道增益在传输过程中不断变化，因此也被称为可变增益的 AF。之后，R 将信号乘以功率 P_r 转发到目的节点 D，接收信号可表示为

$$\begin{aligned} y_d^{(2)}[m] &= h_{r,d} \sqrt{P_r} x_r[m] + n_d^{(2)}[m] \\ &= \sqrt{\frac{P_s P_r}{P_s |h_{s,r}|^2 + \sigma_r^2}} h_{s,r} h_{r,d} x_s[m] + \sqrt{\frac{P_r}{P_s |h_{s,r}|^2 + \sigma_r^2}} h_{r,d} n_r[m] + n_d^{(2)}[m] \end{aligned} \quad (4.6)$$

考虑存在直射径的通信场景，在目的节点 D 处进行有分集合并的接收方案，采用最大比合并（Maximal Ratio Combining, MRC）接收机，接收端信号处理如下：

$$\tilde{y}_d = \frac{\sqrt{P_s} h_{s,d}^*}{\sigma_d^2} y_d^{(1)} + \frac{\sqrt{\frac{P_s P_r}{P_s |h_{s,r}|^2 + \sigma_r^2}} h_{s,r}^* h_{r,d}^*}{\frac{P_r}{P_s |h_{s,r}|^2 + \sigma_r^2} |h_{r,d}|^2 \sigma_r^2 + \sigma_d^2} y_d^{(2)} \quad (4.7)$$

此时接收端的等效信噪比为

$$\begin{aligned}\gamma_{AF} &= \frac{P_s |h_{s,d}|^2}{\sigma_r^2} + \frac{\frac{P_s |h_{s,r}|^2}{\sigma_r^2} \frac{P_r |h_{r,d}|^2}{\sigma_d^2}}{\frac{P_s |h_{s,r}|^2}{\sigma_r^2} + \frac{P_r |h_{r,d}|^2}{\sigma_d^2} + 1} \\ &= \gamma_1 P_s + \frac{\gamma_2 P_s \gamma_3 P_r}{1 + \gamma_2 P_s + \gamma_3 P_r}\end{aligned}\quad (4.8)$$

考虑节点 S 与 R 仅在 $T_f / 2$ 的时间段内发送信号，为了保证在整个数据发送时间内的总功率限制，发送功率替换为原来的 2 倍，定义此时系统可支持的速率 R_{AF} 为

$$\begin{aligned}R_{AF} &= \left(\frac{T_f B}{2} \right) \log_2 (1 + \gamma_{AF}) \\ &= \left(\frac{T_f B}{2} \right) \log_2 \left(1 + 2\gamma_1 P_s + \frac{4\gamma_2 P_s \gamma_3 P_r}{1 + 2\gamma_2 P_s + 2\gamma_3 P_r} \right)\end{aligned}\quad (4.9)$$

通信系统的总功率限制条件为

$$\mathbb{E}[P_s + P_r] \leq \bar{P} \quad (4.10)$$

其中 \bar{P} 为系统的平均发射功率。

4.1.2 编码转发中继通信协议

在 DF 传输模式中，系统发送信号的第一阶段，中继节点 R 接收源节点 S 传来的数据后，对消息进行显示解码，然后转发一个新生成的信号到目的节点，被称为再生中继方案。在第一阶段的信号传输过程中，与 AF 是相同的。第二阶段，假设中继节点 R 可以正确解码接收信息，再通过相同的码本将信号重新编码为新的码字 \mathbf{x}_r ，此时

$\mathbf{x}_r = \mathbf{x}_s$ ，目的节点 D 接收到的信号为

$$y_d^{(2)} = h_{r,d} \sqrt{P_r} x_s[m] + n_d^{(2)}[m] \quad (4.11)$$

继续采用 MRC 接收机合并接收信号(4.3)与(4.11)如下：

$$\tilde{y}_d[m] = \left(P_s |h_{s,d}|^2 + P_r |h_{r,d}|^2 \right) x_s[m] + \sqrt{P_s} h_{s,d}^* n_d^{(1)}[m] + \sqrt{P_r} h_{r,d}^* n_d^{(2)}[m] \quad (4.12)$$

此时接收端的等效信噪比为

$$\gamma_{DF} = \frac{P_s |h_{s,d}|^2}{\sigma_d^2} + \frac{P_r |h_{r,d}|^2}{\sigma_d^2} = P_s \gamma_1 + P_r \gamma_3 \quad (4.13)$$

与 AF 模式相同，将发射功率替换为 2 倍。考虑第二阶段中继节点 R 可以成功发送信息的前提为 R 在第一阶段对信号成功进行解码，源节点 S 的发送速率不能超过 S-R 链路的容量，综上可得系统可以支持的速率 R_{DF} 为

$$R_{DF} = \left(\frac{T_f B}{2} \right) \min \{ \log_2 (1 + 2\gamma_2 P_s), \log_2 (1 + 2\gamma_1 P_s + 2\gamma_3 P_r) \} \quad (4.14)$$

4.2 基于有效容量模型的节点功率分配问题研究

由上述分析，含有直射径的中继协作通信系统，可以在接收端获得多个信号副本，采用合适的合并方法获取分集增益来改善系统通信性能。针对 WAIC 中关注的 QoS 通信性能保障，可以采用中继协作通信技术，基于有效容量模型，分析节点功率分配问题，在总功率限制与 QoS 因子约束的条件下，优化通信系统的性能表现。考虑有效容量模型为在指定 QoS 因子 θ 限制下，通信系统可以达到的最大通信速率上界，以此容量最大化为优化目标建模 AF 与 DF 两种转发模式下的节点功率分配问题，求解最优功率分配策略。

4.2.1 AF 节点功率分配方法研究

考虑图 30 中存在直射径的三节点中继协作通信系统，节点功率分配策略是 S-D、S-R 以及 R-D 三条信号传输路径的瞬时传输信噪比向量 $\gamma = (\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3)$ 的函数，引入有效容量模型后，节点功率分配还与 QoS 因子有关，定义网络状态信息向量 $\mathbf{v} \triangleq (\theta, \gamma)$ 整合信噪比与 QoS 因子，此时对应的节点功率分配策略为 $\mathbf{P}(\mathbf{v}) \triangleq \{P_s(\mathbf{v}), P_r(\mathbf{v})\}$ 。

采用 AF 策略，系统的瞬时通信速率同样建模为 \mathbf{v} 的函数：

$$R_{AF}(\mathbf{v}) = \left(\frac{T_f B}{2} \right) \log_2 \left(1 + 2\gamma_1 P_s(\mathbf{v}) + \frac{4\gamma_2 P_s(\mathbf{v})\gamma_3 P_r(\mathbf{v})}{1 + 2\gamma_2 P_s(\mathbf{v}) + 2\gamma_3 P_r(\mathbf{v})} \right) \quad (4.15)$$

给定 QoS 因子 θ ，根据平坦衰落信道下的有效容量定义，对总功率限制下的有效容量最大化问题进行公式化，建模如下：

$$(P1) \quad \arg \max_{\mathbf{P}(\mathbf{v})} \left\{ -\frac{1}{\theta} \log \left(\mathbb{E}_\gamma \left[\exp(-\theta R_{AF}(\mathbf{v})) \right] \right) \right\} \quad (4.16)$$

限制条件如下：

$$\begin{cases} \mathbb{E}_\gamma [P_s(\mathbf{v}) + P_r(\mathbf{v})] \leq \bar{P} \\ P_s(\mathbf{v}) \geq 0 \text{ 且 } P_r(\mathbf{v}) \geq 0 \end{cases} \quad (4.17)$$

由于对数函数 $\log(\cdot)$ 的单调递增特性，可以对上述最优化问题等价转换，同时观察到 $R_{AF}(\mathbf{v})$ 作为功率分配策略 $\mathbf{P}(\mathbf{v})$ 的函数，并不是凸函数。为了构造凸函数进一步求解最优化问题，在高 SNR 条件下，进行如下近似：

$$1 + 2\gamma_2 P_s(\mathbf{v}) + 2\gamma_3 P_r(\mathbf{v}) \approx 2\gamma_2 P_s(\mathbf{v}) + 2\gamma_3 P_r(\mathbf{v}) \quad (4.18)$$

$$\tilde{R}_{AF}(\mathbf{v}) = \left(\frac{T_f B}{2} \right) \log_2 \left(1 + 2\gamma_1 P_s(\mathbf{v}) + \frac{2\gamma_2 P_s(\mathbf{v}) \gamma_3 P_r(\mathbf{v})}{\gamma_2 P_s(\mathbf{v}) + \gamma_3 P_r(\mathbf{v})} \right) \quad (4.19)$$

替换得到的 $\tilde{R}_{AF}(\mathbf{v})$ 为 $R_{AF}(\mathbf{v})$ 在高 SNR 条件下的一个上界，在功率分配策略 $\mathbf{P}(\mathbf{v})$ 张开的线性空间中是严格的凸函数，求解过程简单。在中低 SNR 条件下，上述近似仍然足够精确，可以用于近似计算^[22]。

此时问题 $P1$ 等价转换为最小化问题 $P1'$

$$(P1') \quad \arg \min_{\mathbf{P}(\mathbf{v})} \left\{ \mathbb{E}_\gamma \left[\left(1 + 2\gamma_1 P_s(\mathbf{v}) + \frac{2\gamma_2 P_s(\mathbf{v}) \gamma_3 P_r(\mathbf{v})}{\gamma_2 P_s(\mathbf{v}) + \gamma_3 P_r(\mathbf{v})} \right)^{-\frac{\beta}{2}} \right] \right\} \quad (4.20)$$

其中 $\beta = \theta T_f B / \ln(2)$ ，为归一化 QoS 因子。

为了求解上述优化问题，建立 Lagrange 函数如下：

$$\mathcal{L}_1(\mathbf{P}(\mathbf{v}), \lambda) = \mathbb{E}_\gamma \left[\left(1 + 2\gamma_1 P_s(\mathbf{v}) + \frac{2\gamma_2 P_s(\mathbf{v}) \gamma_3 P_r(\mathbf{v})}{\gamma_2 P_s(\mathbf{v}) + \gamma_3 P_r(\mathbf{v})} \right)^{-\frac{\beta}{2}} \right] + \lambda \mathbb{E}_\gamma [P_s(\mathbf{v}) + P_r(\mathbf{v})] \quad (4.21)$$

上式省略了 $P_i(\mathbf{v}) \geq 0, i \in \{s, r\}$ 条件。由于优化问题 $P1'$ 的约束条件为不等式，根据 Karush-Kuhn-Tucker (KKT) 条件求解最小值有

$$\frac{\partial \mathcal{L}_1(\mathbf{P}(\mathbf{v}), \lambda)}{\partial P_i(\mathbf{v})} = 0, i \in \{s, r\} \quad (4.22)$$

计算得方程组

$$\begin{aligned} & \left(\gamma_1 + \frac{\gamma_2 \gamma_3^2 P_r^2(\mathbf{v})}{[\gamma_2 P_s(\mathbf{v}) + \gamma_3 P_r(\mathbf{v})]^2} \right) \cdot \left(1 + 2\gamma_1 P_s(\mathbf{v}) + \frac{2\gamma_2 P_s(\mathbf{v}) \gamma_3 P_r(\mathbf{v})}{\gamma_2 P_s(\mathbf{v}) + \gamma_3 P_r(\mathbf{v})} \right)^{-1-\frac{\beta}{2}} = \gamma_0 \\ & \frac{\gamma_2^2 \gamma_3 P_s^2(\mathbf{v})}{[\gamma_2 P_s(\mathbf{v}) + \gamma_3 P_r(\mathbf{v})]^2} \cdot \left(1 + 2\gamma_1 P_s(\mathbf{v}) + \frac{2\gamma_2 P_s(\mathbf{v}) \gamma_3 P_r(\mathbf{v})}{\gamma_2 P_s(\mathbf{v}) + \gamma_3 P_r(\mathbf{v})} \right)^{-1-\frac{\beta}{2}} = \gamma_0 \end{aligned} \quad (4.23)$$

其中 $\gamma_0 = \lambda / \beta$ 为由平均功率限制计算得到的 SNR 阈值，可以求解式(4.17)中的功率限制得到。求解上述方程组，得到节点功率分配策略如下：

$$\begin{cases} P_s(\mathbf{v}) = uP_r(\mathbf{v}) \\ P_r(\mathbf{v}) = \frac{1}{\nu} \left[\left(\frac{\gamma_0}{\gamma_3} \right) \left(\frac{\gamma_3 + c}{\gamma_1 + c} \right)^2 \right]^{\frac{2}{\beta+2}} - 1 \end{cases} \quad (4.24)$$

当 $P_s(\mathbf{v}) > 0$ 且 $P_r(\mathbf{v}) > 0$ 时，式中参数计算如下：

$$\begin{cases} u = \frac{\gamma_3(\gamma_1 + c)}{(\gamma_3 - \gamma_1)\gamma_2} \\ \nu = \frac{2c\gamma_3(\gamma_1 + c)^2}{(\gamma_3 - \gamma_1)\gamma_2(\gamma_3 + c)} \end{cases} \quad (4.25)$$

其中 $c = \sqrt{\gamma_1\gamma_3 + \gamma_2\gamma_3 - \gamma_1\gamma_2}$ 。

注意到当 $u > 0, P_r(\mathbf{v}) > 0$ 时，式(4.25)是可行解。当上述条件不满足，即 $\gamma_1 > \gamma_3$ 时，AF 协议退化为直接链路通信，此时只进行直射信号的传输，在接收端不进行信号的分集合并。将 $P_r(\mathbf{v}) = 0$ 带入问题 $P1'$ ，得到退化后的最优化问题 $P1''$ 如下：

$$(P1'') \quad \arg \min_{\mathbf{P}(\mathbf{v})} \left\{ \mathbb{E}_{\gamma} \left[(1 + 2\gamma_1 P_s(\mathbf{v}))^{-\frac{\beta}{2}} \right] \right\} \quad (4.26)$$

限制条件为

$$\mathbb{E}_{\gamma} [P_s(\mathbf{v})] \leq \bar{P} \quad (4.27)$$

同样地，构造 Lagrange 函数如下：

$$\begin{aligned} \mathcal{L}_2(P_s(\mathbf{v}), \lambda) &= \mathbb{E}_{\gamma} \left[(1 + 2\gamma_1 P_s(\mathbf{v}))^{-\frac{\beta}{2}} \right] + \lambda \mathbb{E}_{\gamma} [P_s(\mathbf{v})] \\ &= \int_0^{\infty} (1 + 2\gamma_1 P_s(\mathbf{v}))^{-\frac{\beta}{2}} f_{\Gamma}(\gamma_1) d\gamma_1 + \lambda \left(\int_0^{\infty} 2P_s(\mathbf{v}) f_{\Gamma}(\gamma_1) d\gamma_1 - 1 \right) \end{aligned} \quad (4.28)$$

求解偏微分方程后可得节点功率分配策略如下：

$$\begin{cases} P_s(\mathbf{v}) = \frac{1}{2} \left[\left(\gamma_0^{\frac{2}{\beta+2}} \gamma_1^{\frac{\beta}{\beta+2}} \right)^{-1} - \gamma_1^{-1} \right]^+ \\ P_r(\mathbf{v}) = 0 \end{cases} \quad (4.29)$$

其中 $[x]^+ = \max\{x, 0\}$ 。注意到为了公式推导的一致性，在式(4.28)中约束条件部分的功率限制设定为 1，在实际仿真中应该再乘以系数 \bar{P} 。上述公式在 $\theta \rightarrow 0$ 时退化为直接链路传输的注水法功率分配策略，可以看出 QoS 约束对功率分配策略的影响，以及基于有效容量模型分析的普适性。

综上所述，在 QoS 与总功率约束条件下，AF 节点功率分配方法如下：

- (1) 当 $\gamma_1 \geq \gamma_3$ 时，无论 QoS 约束因子 θ 为多少，此时直接传输链路信道状态比中继信道状态好，信号发送策略退化为直接链路传输，通过式(4.29)进行节点功率分配；
- (2) 当 $\gamma_1 < \gamma_3$ 时，源节点与中继节点的最优功率分配策略为式(4.24)。

4.2.2 DF 节点功率分配方法研究

与上述 AF 节点功率分配方法研究相同，进行如下 DF 模式下的优化问题建模。系统的瞬时通信速率为 \mathbf{v} 的函数：

$$R_{DF}(\mathbf{v}) = \left(\frac{T_f B}{2} \right) \min \left\{ \log_2 (1 + 2\gamma_2 P_s(\mathbf{v})), \log_2 (1 + 2\gamma_1 P_s(\mathbf{v}) + 2\gamma_3 P_r(\mathbf{v})) \right\} \quad (4.30)$$

DF 模式下，有效容量模型的最大化问题建模为：

$$(P2) \quad \arg \max_{\mathbf{P}(\mathbf{v})} \left\{ -\frac{1}{\theta} \log \left(\mathbb{E}_\gamma \left[\exp(-\theta R_{DF}(\mathbf{v})) \right] \right) \right\} \quad (4.31)$$

限制条件同式(4.17)。由对数函数与负指数函数的单调特性对问题 $P2$ 进行等价转换：

$$(P2') \quad \arg \min_{\mathbf{P}(\mathbf{v})} \left\{ \mathbb{E}_\gamma \left[\max \{ \mathcal{F}_1(\mathbf{v}), \mathcal{F}_2(\mathbf{v}) \} \right] \right\} \quad (4.32)$$

其中有

$$\begin{cases} \mathcal{F}_1(\mathbf{v}) = (1 + 2\gamma_2 P_s(\mathbf{v}))^{-\frac{\beta}{2}} \\ \mathcal{F}_2(\mathbf{v}) = (1 + 2\gamma_1 P_s(\mathbf{v}) + 2\gamma_3 P_r(\mathbf{v}))^{-\frac{\beta}{2}} \end{cases} \quad (4.33)$$

可以看出最优化问题 $P2'$ 是严格的凸函数，存在唯一的解，下面对上述最优化问题进行讨论，考虑两类不同条件下的场景：

- (1) $\gamma_1 > \gamma_2$ ：对于 $P_r(\mathbf{v}) > 0$ ，有 $\gamma_1 > \gamma_2$ 时， $\mathcal{F}_1(\mathbf{v}) > \mathcal{F}_2(\mathbf{v})$ 恒成立，上述优化问题退化为问题 $P2''$ ：

$$(P2'') \quad \arg \min_{\mathbf{P}(\mathbf{v})} \left\{ \mathbb{E}_\gamma [\mathcal{F}_1(\mathbf{v})] \right\} \quad (4.34)$$

此时为了节省系统的发射功率，中继节点的发射功率应为 $P_r(\mathbf{v})=0$ 。 $P2''$ 的限制条件也退化为 $\mathbb{E}_\gamma[P_s(\mathbf{v})]=\bar{P}$ ，此时的优化问题等价于由源节点 S 到中继节点 R 的直接传输链路问题。与 AF 中求解过程相同，此时的节点功率分配策略如下：

$$\begin{cases} P_s(\mathbf{v}) = \frac{1}{2} \left[\left(\gamma_0^{\frac{2}{\beta+2}} \gamma_2^{\frac{\beta}{\beta+2}} \right)^{-1} - \gamma_2^{-1} \right]^+ \\ P_r(\mathbf{v}) = 0 \end{cases} \quad (4.35)$$

(2) $\gamma_1 \leq \gamma_2$ ：为了求解最优化问题 $P2'$ ，求解下列等式关系：

$$\mathcal{F}_1(\mathbf{v}) = \mathcal{F}_2(\mathbf{v}) \quad (4.36)$$

得到节点功率之间的关系为

$$P_r(\mathbf{v}) = \tilde{u} P_s(\mathbf{v}) \quad (4.37)$$

其中 $\tilde{u} = (\gamma_2 - \gamma_1) / \gamma_3$ 。此时最优化问题退化为问题 $P2''$ ，限制条件由式(4.37)与总功率限制 $\mathbb{E}_\gamma[P_s(\mathbf{v}) + P_r(\mathbf{v})] \leq \bar{P}$ 组成。构造 Lagrange 函数如下：

$$\begin{aligned} \mathcal{L}_3(P_s(\mathbf{v}), \lambda) &= \mathbb{E}_\gamma[\mathcal{F}_1(\mathbf{v})] + \lambda \mathbb{E}_\gamma[P_s(\mathbf{v}) + P_r(\mathbf{v})] \\ &= \mathbb{E}_\gamma \left[(1 + 2\gamma_2 P_s(\mathbf{v}))^{-\frac{\beta}{2}} \right] + \lambda \mathbb{E}_\gamma[(1 + \tilde{u}) P_s(\mathbf{v})] \end{aligned} \quad (4.38)$$

由 KKT 条件，求解偏微分方程：

$$\frac{\partial \mathcal{L}_3(P_s(\mathbf{v}), \lambda)}{\partial P_s(\mathbf{v})} = 0$$

推导得到节点功率分配策略如下：

$$\begin{cases} P_s(\mathbf{v}) = \frac{1}{2} \left[\left(\left[(1 + \tilde{u}) \gamma_0 \right]^{\frac{2}{\beta+2}} \gamma_2^{\frac{\beta}{\beta+2}} \right)^{-1} - \gamma_2^{-1} \right]^+ \\ P_r(\mathbf{v}) = \tilde{u} P_s(\mathbf{v}) \end{cases} \quad (4.39)$$

综上所述，在 QoS 与总功率约束条件下，DF 节点功率分配方法 \mathcal{S}_1 如下：

(1) 当 $\gamma_1 > \gamma_2$ 时，由式(4.35)进行节点功率分配，此时中继节点不发送信号，源节点的发射功率由 S-R 链路的 SNR γ_2 决定；

(2) 当 $\gamma_1 \leq \gamma_2$ 时, 由式(4.39)进行节点功率分配, 源节点与中继节点的功率呈线性关系。

注意到, 当 $\theta \rightarrow 0$ 时, 采用上述功率分配策略得到的有效容量公式如下:

$$\mathcal{C}_1 = \left(\frac{T_f B}{2} \right) \max_{\mathbf{P}(\mathbf{v})} \mathbb{E}_{\gamma} \min \left\{ \log_2 (1 + 2\gamma_2 P_s), \log_2 (1 + 2\gamma_1 P_s + 2\gamma_3 P_r) \right\} \quad (4.40)$$

而实际 DF 通信系统的遍历容量 (各态历经容量) 公式如下^[62]:

$$\mathcal{C}_2 = \left(\frac{T_f B}{2} \right) \max_{\mathbf{P}(\mathbf{v})} \min \left\{ \mathbb{E}_{\gamma} [\log_2 (1 + 2\gamma_2 P_s)], \mathbb{E}_{\gamma} [\log_2 (1 + 2\gamma_1 P_s + 2\gamma_3 P_r)] \right\} \quad (4.41)$$

由 $\min(\cdot)$ 的凹函数性质以及 Jensen 不等式, 可得 $\mathcal{C}_1 < \mathcal{C}_2$ 恒成立。这表明上述 DF 节点功率分配算法在无 QoS 约束的条件下退化得到系统容量并没有达到理论上界, 这是由于两个公式采用不同的传输策略导致的。在公式 \mathcal{C}_1 中, 中继节点 R 接收源节点 S 发送来的信号经过解码再编码的过程后, 不考虑发送信道的当前状态信息, 立即向目的节点 D 发送出去; 而在公式 \mathcal{C}_2 中, 中继节点 R 在处理信号结束后并不立即发送出去, 而是保留在缓存区, 待监测到发送信道的状态转好后再进行转发操作, 由此获得更高的通信容量。但是信号在缓冲区中的停留会增大信号发送的时延, 在实际 QoS 时延要求较高的 WAIC 场景中, 采用立即转发策略会更符合系统通信的需求。

4.2.3 DF 节点功率分配方法改进策略分析

为了满足航空电子对可靠性的要求, 在 WAIC 系统中更关注 QoS 约束较高时通信策略的性能表现。当 QoS 因子 $\theta \rightarrow \infty$ 时, 有效容量退化为零中断容量^[22], 考虑上小节推导得到的原始 DF 节点功率分配策略 \mathcal{S}_1 , 整合为统一的表达式如下:

$$\begin{cases} P_s(\mathbf{v}) = \frac{\sigma}{2\gamma_2} \\ P_r(\mathbf{v}) = \tilde{u}P_s(\mathbf{v})\mathcal{I}(\gamma_1 \leq \gamma_2) \end{cases} \quad (4.42)$$

其中 $\sigma = \lim_{\theta \rightarrow \infty} \gamma_0^{-\frac{2}{\beta+2}} - 1$, $\mathcal{I}(\cdot)$ 为指示函数。由于 γ_0 仍为归一化 QoS 因子 β 的函数, 需要根据系统总功率约束得到的含有超越函数的积分方程进行求解, 很难导出解析表达式。文献[22]中已证明当 $\theta \rightarrow \infty$ 时, $\sigma = 0$, 系统的零中断容量为 0, 不能支持较高的

QoS 要求。参考文献[63]中对 \mathcal{S}_1 策略下系统中断概率的分析，虽然采用了有分集合并的接收方案，但是系统的分集阶数仍为 1，这是由于在本策略中，中继节点需要先将接收到的信号进行成功解码，才能够实现协作通信导致的，系统的可达速率受到 S-R 链路信道容量的影响。为了减少中继节点链路容量的限制，可以允许目的节点在 $\gamma_1 > \gamma_2$ 时直接对源节点发送来的信号进行处理，而不需要考虑中继节点的链路信道状态。

基于上述分析，改进后的 DF 节点功率分配方法 \mathcal{S}_2 如下：

- (1) 当 $\gamma_1 > \gamma_2$ 时，由式(4.29)进行节点功率分配，此时中继节点不发送信号，通信链路退化为 S-D 的直射链路；
- (2) 当 $\gamma_1 \leq \gamma_2$ 时，由式(4.39)进行节点功率分配。

同样地， $\theta \rightarrow \infty$ 时，推导得到统一表达式如下：

$$\begin{cases} P_s(\mathbf{v}) = \frac{\sigma}{2\gamma_2} \mathcal{I}(\gamma_1 \leq \gamma_2) + \frac{\sigma}{2\gamma_1} \mathcal{I}(\gamma_1 > \gamma_2) \\ P_r(\mathbf{v}) = \tilde{u}P_s(\mathbf{v}) \mathcal{I}(\gamma_1 \leq \gamma_2) \end{cases} \quad (4.43)$$

文献[22]附录中已证明此时 $\sigma = 0$ ，系统的零中断容量仍为 0。为了进一步改进上述现象，需要对采用直射链路的通信条件进行放宽，在更多场景下直接对 S-D 链路接收到的信号进行处理。为了保持两阶段式的发送策略，即第一阶段只有源节点 S 向外发送信号，第二阶段只由中继节点 R 向外发送信号，考虑文献[64]中分析的机会协作策略，相较于原始 DF 通信，机会协作机制的分集阶数更大。改进后的 DF 节点功率分配方法 \mathcal{S}_3 如下：

- (1) 当 $\gamma_1 > \gamma_2$ 或 $\gamma_1 > \gamma_3$ ，即 $\gamma_1 > \min\{\gamma_2, \gamma_3\}$ 时，由式(4.29)进行节点功率分配；
- (2) 当 $\gamma_1 \leq \min\{\gamma_2, \gamma_3\}$ 时，由式(4.39)进行节点功率分配。

当 $\theta \rightarrow \infty$ 时， \mathcal{S}_3 分配策略的统一表达式如下：

$$\begin{cases} P_s(\mathbf{v}) = \frac{\sigma}{2\gamma_1} \mathcal{I}(\gamma_1 > \min\{\gamma_2, \gamma_3\}) + \frac{\sigma}{2\gamma_2} \mathcal{I}(\gamma_1 \leq \min\{\gamma_2, \gamma_3\}) \\ P_r(\mathbf{v}) = \tilde{u}P_s(\mathbf{v}) \mathcal{I}(\gamma_1 \leq \min\{\gamma_2, \gamma_3\}) \end{cases} \quad (4.44)$$

在文献[22]中已经推导出 σ 的一个下界：

$$\sigma > 2\bar{P}/\left(\lambda_2 \log\left(1 + \frac{\lambda_1}{\lambda_2}\right) + \lambda_3 \log\left(1 + \frac{\lambda_1}{\lambda_3}\right) + \lambda_1 \log\left(\left(1 + \frac{\lambda_1}{\lambda_2}\right)\left(1 + \frac{\lambda_1}{\lambda_3}\right)\right)\right) \quad (4.45)$$

可以看出，在策略 S_3 下，QoS 约束较高时，系统的零中断容量不会衰退为 0。

4.3 基于有效容量模型的编码转发技术仿真验证

为了分析中继协作通信在 WAIC 中有效性与可靠性方面的性能表现，采用带有 QoS 约束的有效容量模型进行理论分析与仿真验证。由于中继协作通信的有效容量理论值计算包含复杂的积分运算过程，本研究采用蒙特卡洛方法对中继过程进行仿真，计算统计数据进行分析验证。

4.3.1 中继通信仿真参数设置

在基于 802.11ax 协议的 WAIC 网络中，如图 31 设置 AP 作为中继节点 R，源节点 S 与目的节点 D 作为 STA，此时 R 具有对接收信号进行解码转发的能力，考虑此场景中的中继协作通信仿真分析。

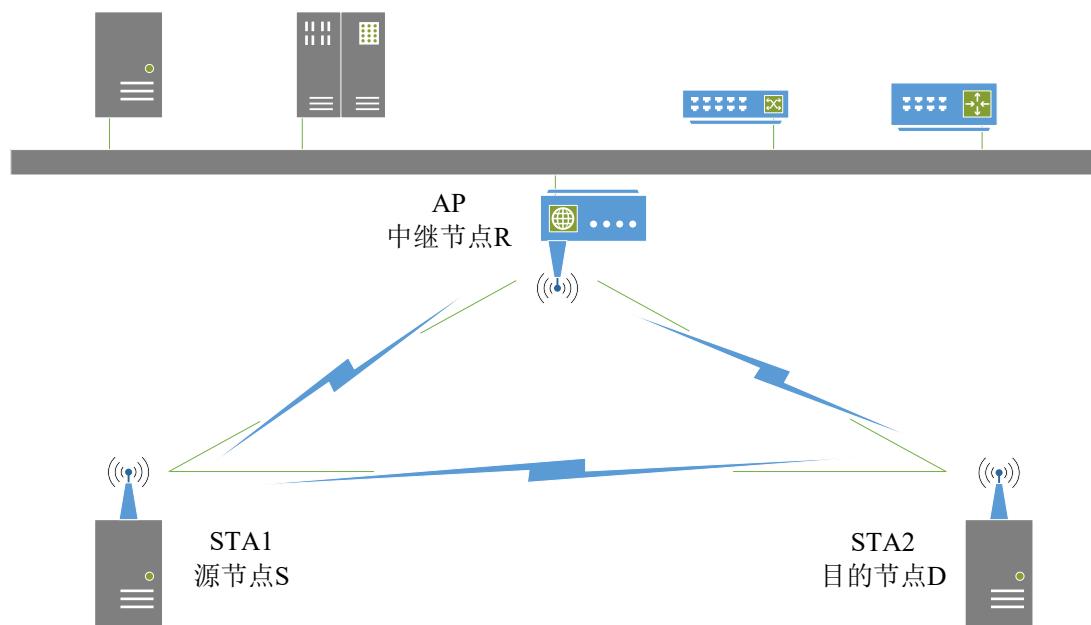


图 31 WAIC 网络中的中继协作示意图

设置系统的通信带宽为基础带宽 20MHz，数据帧发送时间为 2ms。为了简化分析过程，考虑中继节点 R 的相对位置关系对系统通信容量的影响，将 S-D 的距离作归一化处理，设置各节点之间的衰落信道服从独立的瑞利分布。由于通信容量受信道带宽与接收端信噪比的影响，设置发射总功率限制为 10dB，接收端噪声功率为 0dB。在直射链路中信道增益的期望值为 1，接收端信噪比期望值保持为 10dB。S 与 R 的间距 d 在 $[0.01, 0.99]$ 范围内均匀取值，QoS 因子 θ 取值范围为 $[10^{-7}, 10^{-3}]$ 。

参考 ITU-R 中测量得到的飞机不同通信场景中路径损耗经验参数^[6]，在客舱内部为 2；在机舱间隔包含隔板、过道和座位等设施的场景中为 3.46。考虑航空电子设备舱内部是富含金属器件的密闭通信场景，由于金属墙体、障碍物与金属框架等会阻碍信号的传播，使信号强度不断降低，路径损耗参数会增大。此外 WAIC 载波中心频点为 4.3GHz，高频信号的穿透能力减弱，在复杂障碍物间传播时损耗也会增大。一般情况下，在室内或有阴影的室外环境中，可以观察到路径损耗参数大于 4 的情况^[65]。综上，设置仿真中的路径损耗参数 $\alpha = 4$ ，在每种场景中进行 100000 次仿真计算平均值。

4.3.2 中继通信仿真结果分析

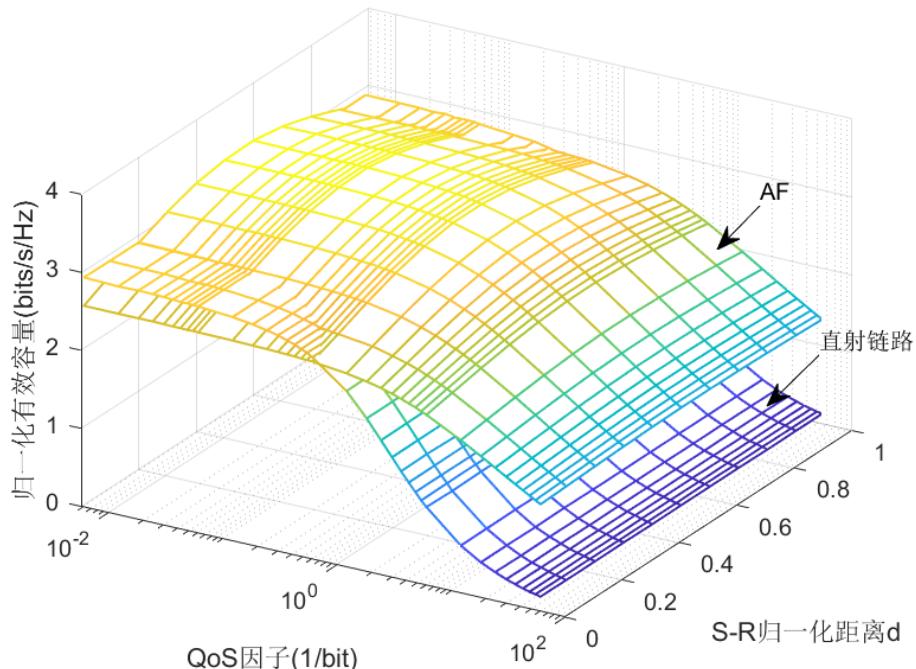


图 32 AF 节点功率分配方法与直接通信链路的归一化有效容量

基于上述参数设置，分别进行了 AF 与 DF 模式下，最优节点功率分配方法的仿真，计算有效容量统计数值并与直接通信链路进行对比。

如图 32 是 AF 模式下最优节点功率分配方法与直射链路在不同 S-R 距离下的归一化有效容量计算结果。从图中可以看出当 QoS 因子较小时，中继协作通信与直射链路的有效容量数值很接近。当 QoS 因子增大，即 QoS 约束增强时，直射链路的有效容量会快速衰减直至 0，此时系统的零中断容量为 0，不能满足 WAIC 的可靠性需求。而采用了 AF 模式的中继协作通信链路在 QoS 数值增大时，有效容量有所下降但不会衰减至 0，可以支持具有较高 QoS 需求的通信场景，这是由于接收端对接收信号副本进行分集

合并后获取了一定的分集增益。

由于直射通信链路中不存在中继节点，其有效容量数值不会受到归一化距离 d 的影响，从图中可以看出，在中继协作通信场景中当中继节点相对源节点与目的节点的距离相等时，有效容量的数值达到最大。

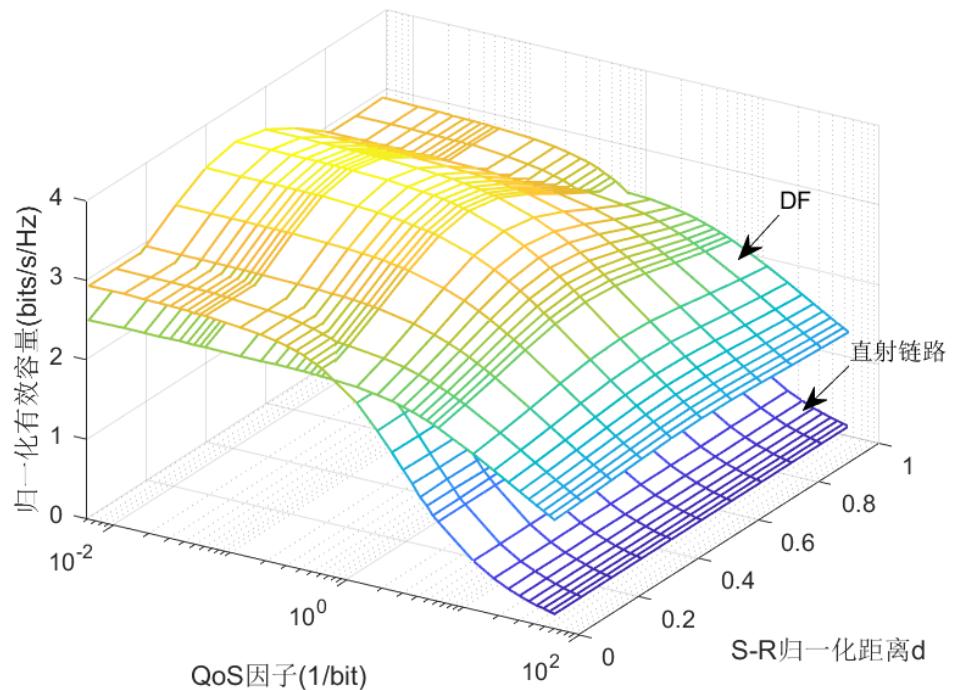


图 33 DF 节点功率分配方法 \mathcal{S}_3 与直接通信链路的归一化有效容量

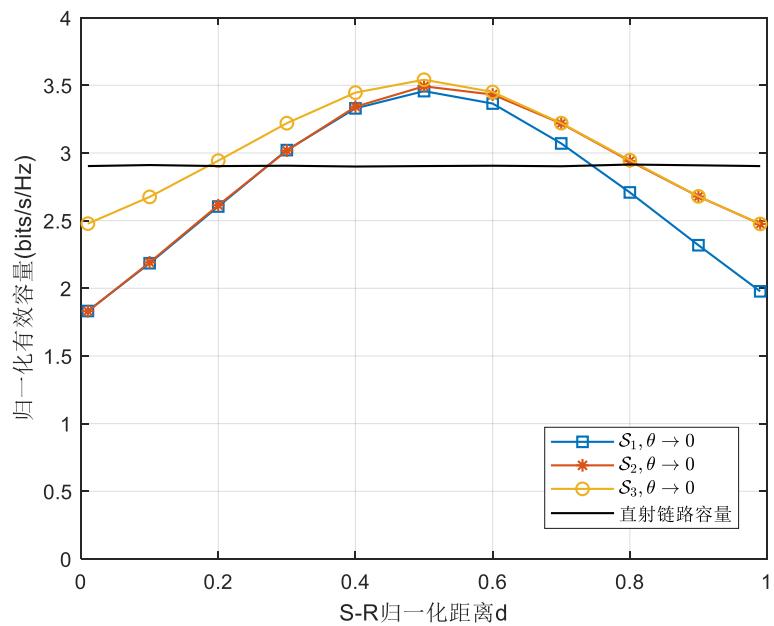


图 34 三种不同的 DF 节点功率分配方法与直射链路在 $\theta \rightarrow 0$ 时的有效容量

图 33 为 DF 模式下最优节点功率分配方法 \mathcal{S}_3 与直射链路在不同 S-R 距离下的归一化有效容量计算结果。与 AF 模式类似，DF 模式下的中继协作通信系统在较高 QoS 需求时的性能表现更好，可以支持一定速率的通信，满足 WAIC 可靠性要求。

图 34 为 DF 模式下三种不同最优节点功率分配方法 \mathcal{S}_1 、 \mathcal{S}_2 、 \mathcal{S}_3 与直射链路在 QoS 因子 $\theta \rightarrow 0$ 时，即无 QoS 要求时的性能表现。从图中可以看出三种方法都在 S-R 距离 $d=0.5$ 时，达到最大值。而方法 \mathcal{S}_3 可以达到的容量数值最大，方法 \mathcal{S}_2 次之，方法 \mathcal{S}_1 最小。此外，在方法 \mathcal{S}_1 与 \mathcal{S}_2 中，中继节点的相对位置不同也会导致有效容量数值变化趋势的微小差异，从图中可以看出当中继节点更接近目的节点时，容量衰减的程度更小。

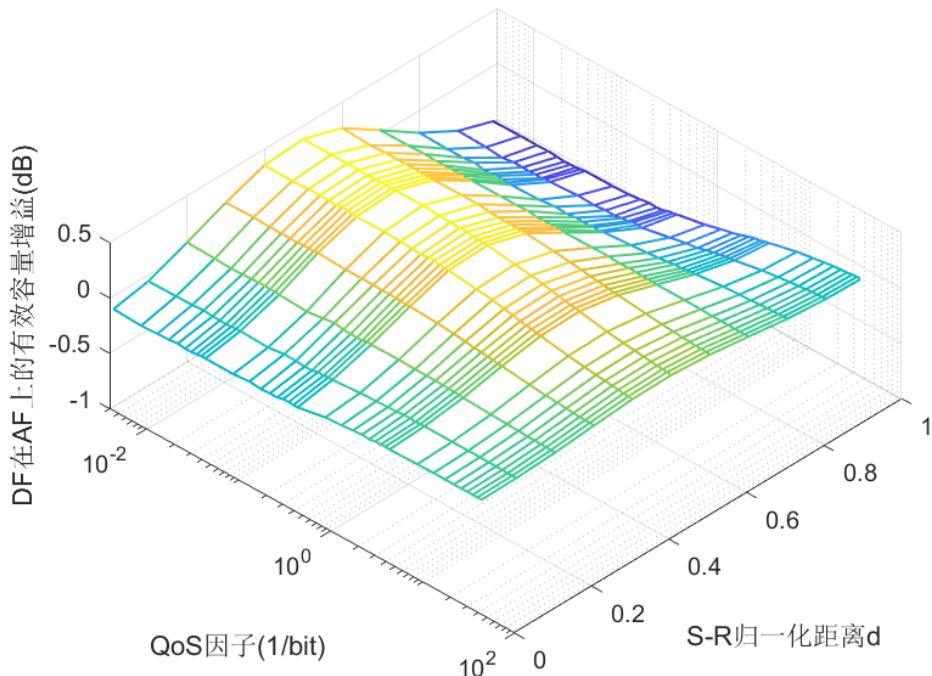


图 35 DF 与 AF 的有效容量数值对比

图 35 为 DF 模式下节点分配方法 \mathcal{S}_3 在 AF 模式下最优节点分配方法上的有效容量增益。QoS 因子较小时，当中继节点处于中间位置，即 $d=0.5$ 时，DF 协作较 AF 协作的有效容量数值有明显提升，最大可达约 0.4dB 。QoS 因子增大时，中继节点位置接近两端的情况下，DF 协作较 AF 协作性能有所改善。

从上述结果中还可以观察到，采用中继协作通信时，在有效容量性能表现上存在不如直射链路的情况，这是由于半双工通信机制的限制，只能运用一半的通信系统自

由度。如果采用一些更先进的中继技术，如全双工通信或双向通信等，中继协作通信的性能可能会得到更大的提升。

4.4 本章小结

本章研究了 WAIC 场景下基于有效容量模型的中继协作通信场景的性能仿真分析，为了满足 WAIC 中的有效性与可靠性需求，在较高的 QoS 约束下，需要采用合理的节点功率分配策略。仿真结果表明，在不同的中继节点位置与 QoS 约束条件下，采用改进后的 DF 节点功率分配方法，系统的零中断容量不会衰减为 0，可以较好地支持 WAIC 中具有 QoS 要求的通信场景。在 QoS 因子增大的过程中，DF 协作相较于 AF 协作，整体性能表现更好。

第五章 航空电子无线局域网仿真评价研究

本章说明基于 IEEE 802.11ax 协议的航空电子通信系统仿真和基于软件无线电的实物测试，用于对航空电子无线局域网进行性能评估。对适用于 WAIC 的无线局域网多个组成部分的参数进行软件建模和仿真分析，包含信道模型、调制解调、编码解码等。使用软件无线电平台进行通信半实物测试，进一步验证软件仿真结果的可靠性和准确性。

5.1 基于 MATLAB 的航空电子无线局域网通信仿真

航空电子无线局域网具有部署灵活、COTS 技术成熟等特点，适用于 WAIC 解决方案。基于 IEEE 802.11ax 协议的 MATLAB 软件工具箱，对航空电子无线局域网进行仿真建模，进行软件仿真性能分析与评估。

5.1.1 无线局域网仿真参数设置

考虑简单的点对点 SISO 通信场景，采用 2.2.3 节提出的速率自适应技术与 3.1.3 节建模得到航空电子设备舱无线信道，对 WAIC 进行仿真分析，参数设置见表 8。

表 8 WAIC 无线局域网仿真参数

参数物理意义	参数设置
发射信号带宽	20MHz
发射信号中心频率	4.3GHz
上层数据包长度	1000Byte
保护间隔长度	0.8us
FEC 编码类型	BCC
发射功率	15dBm
接收机热噪声	-90.9dBm

采用上述参数设置，发射端发送 100 个数据包，接收端解调恢复原信号后进行 BER、PER 与吞吐量等指标的统计计算，信号处理流程如图 36 所示。

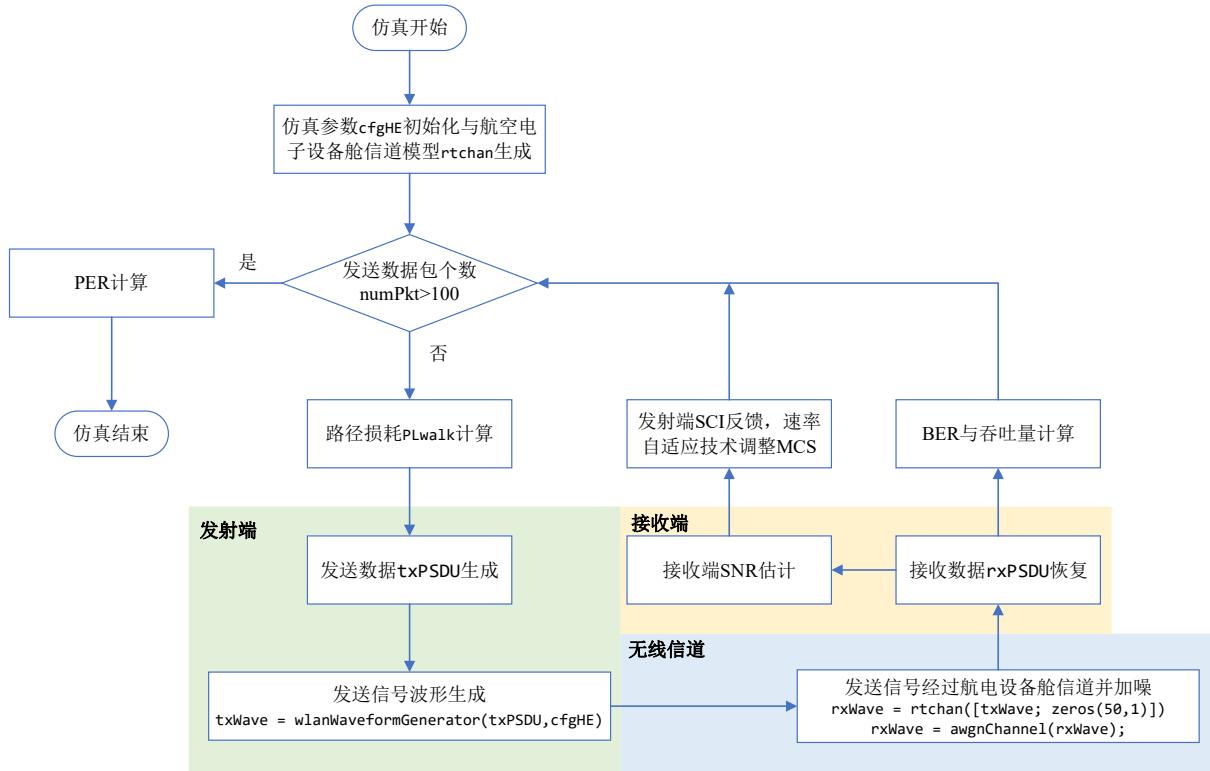


图 36 MATLAB 仿真流程图

由于航空电子设备舱信道为确定性信道模型，当发射端与接收端位置确定后，路径损耗也唯一。为了分析不同 SNR 下的无线局域网通信性能，将信道增益作归一化处理，设置路径损耗随时间变化，即不同发送数据包经历的路径损耗受余弦函数控制连续变化，发送信号经过去除路径损耗影响的信道模型后再乘以上述计算得到的路径损耗。设置路径损耗的均值为 80dB，余弦函数幅值为 20，即路径损耗在 [60dB,100dB] 范围内变化。最终通过接收端解调恢复原始信号，与发送信号进行比较，计算得到 BER、PER 与吞吐量等统计信息。同时接收端还需要估计接收信号的 SNR，反馈给发送端以调整下一个数据包的 MCS 设置。

5.1.2 无线局域网仿真结果分析

如图 37 为射线追踪算法获得的确定性多径信道模型，其中蓝色节点为发射端，红色节点为接收端。选中其中一条射线可以查看其仿真数据，包含反射次数，路径损耗，相位变化，信号传输距离，出发角与到达角等。图 38 为该信道模型的时延功率谱以及出发角与到达角的三维图示。

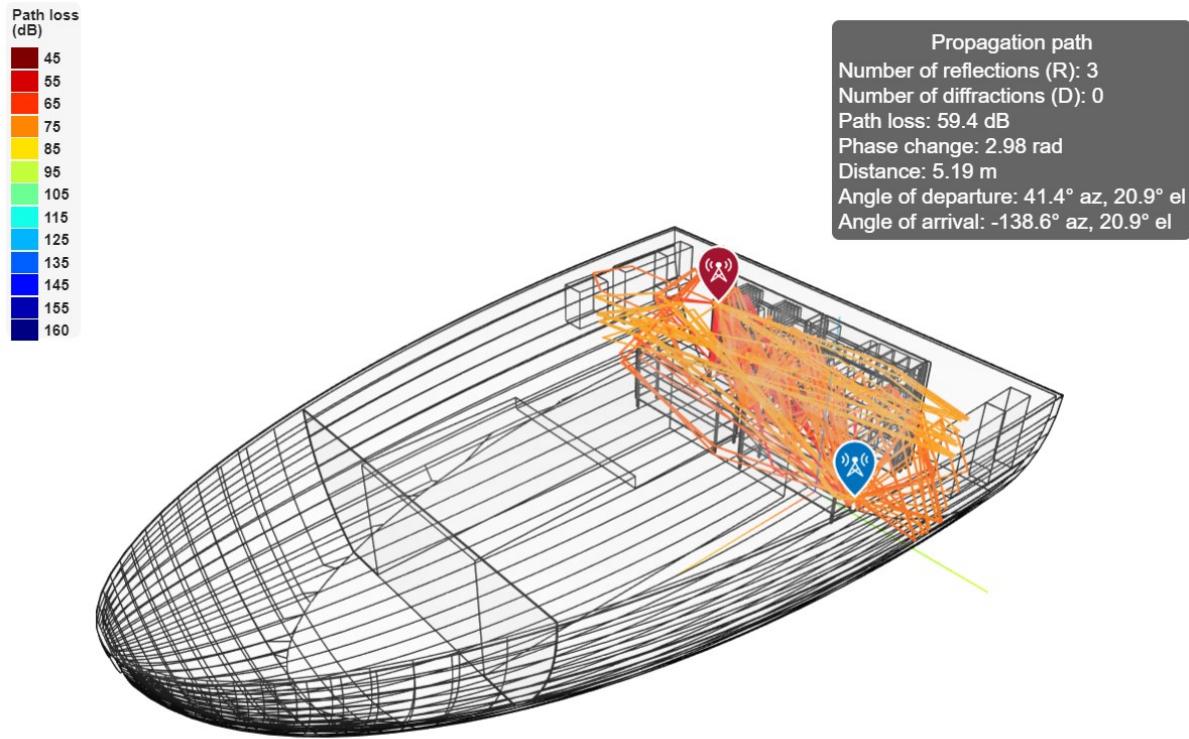


图 37 航空电子设备舱射线追踪算法结果

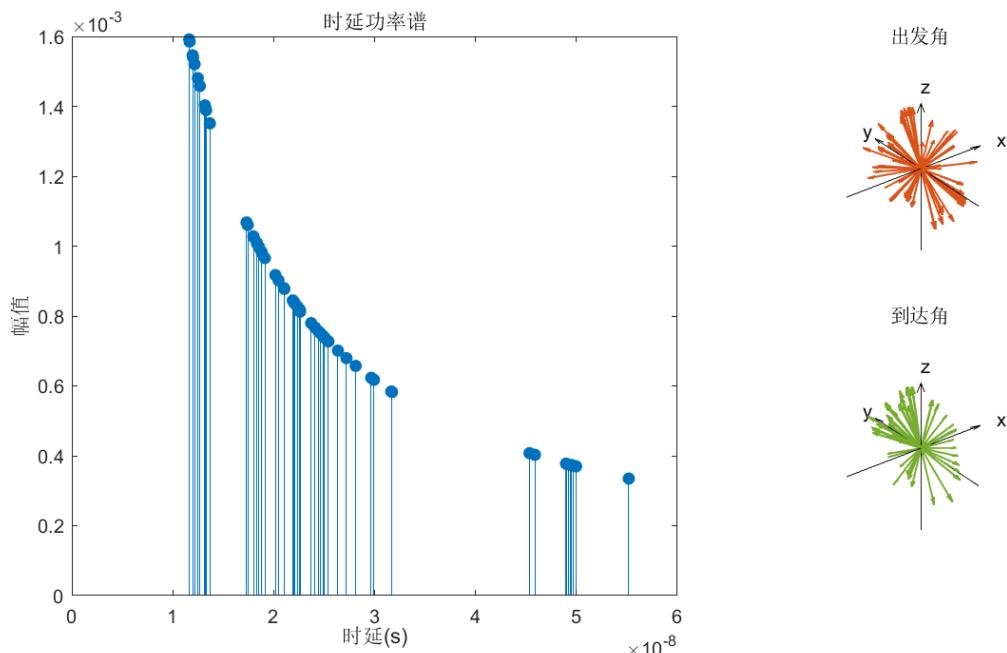


图 38 时延功率谱与出发角和到达角的三维图示

设置发射端初始 MCS 为 4，即调制方式为 16QAM，码率为 $3/4$ 。图 39 为仿真中数据包 1 的接收信号信息，此时估计得到的 SNR 为 32.7192dB。图 40 为数据包 1 接收信号的星座图，可以看出，经过接收端同步、频偏估计以及信道均衡等操作，接收信号星座图与参考星座点可以较好地匹配。

字段	值
RxPSDU	<i>8056x1 int8</i>
EqDataSym	<i>234x12 complex double</i>
RxWaveformLength	4306
NoiseVar	1.1918e-12
EstimatedSNR	32.7192
rxWave	<i>4306x1 complex double</i>

图 39 仿真传输数据包 1 时的接收信号信息

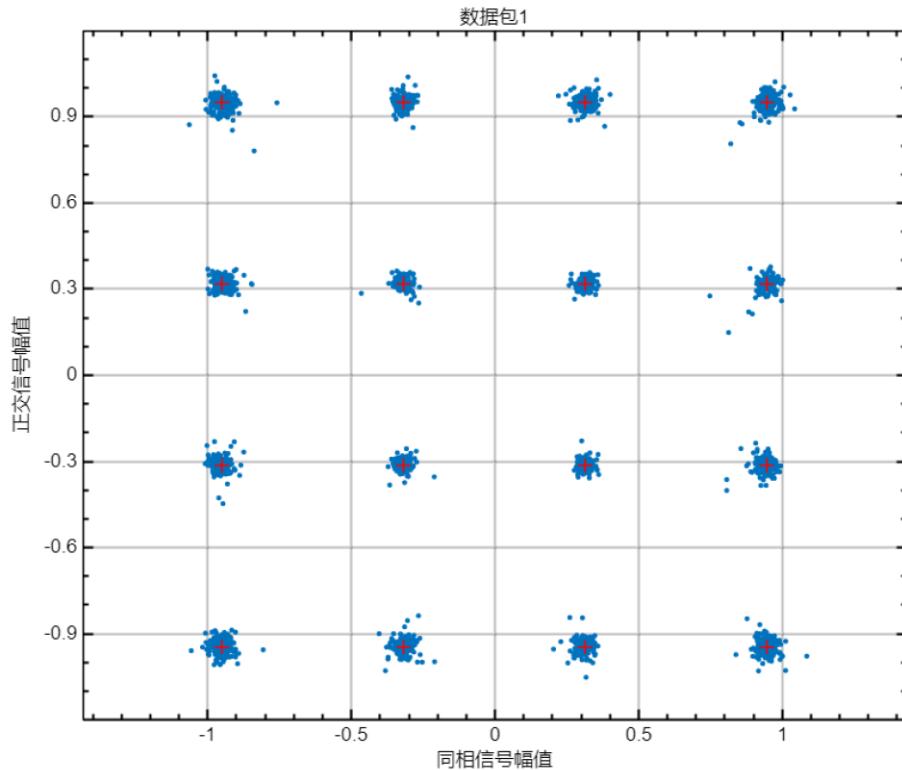


图 40 MCS 为 4 的数据包 1 的星座图

图 41 为频谱分析仪测量得到的发射信号与接收信号功率，从图中可以看出，发射信号在频率轴上的功率均为 15dBm，而接收信号在频率轴上存在不同程度的衰减，这是由于多径信道的影响，产生的频率选择性信道使信号在不同频点上的增益不同，可以通过前导序列估计到的信道状态信息进行信道均衡以抵消部分多径信道的影响。同时，也可以看出多径信道的频率选择性较弱，变化幅度不大，这是由于仿真设定的航空电子设备舱信道环境属于准静止通信环境，不存在移动物体的多普勒效应影响，根据 3.1.3 小节仿真结果也可以看出信道的相干带宽较大，可以近似看作平坦衰落信道。

图 42 为发送 100 个数据包得到的统计数据，从图中可以看出，在 SNR 的数值仍在通信系统调制的容忍范围内时，发射端可以很好地跟踪信道状态的变化，而当信噪比数值接近甚至小于 0dB 时，接收信号将解码失败，此时将不能支持 WAIC 的 BER 要求。

此时统计得到的 PER 为 0.12，系统的平均吞吐量为 19.9012 Mbps。

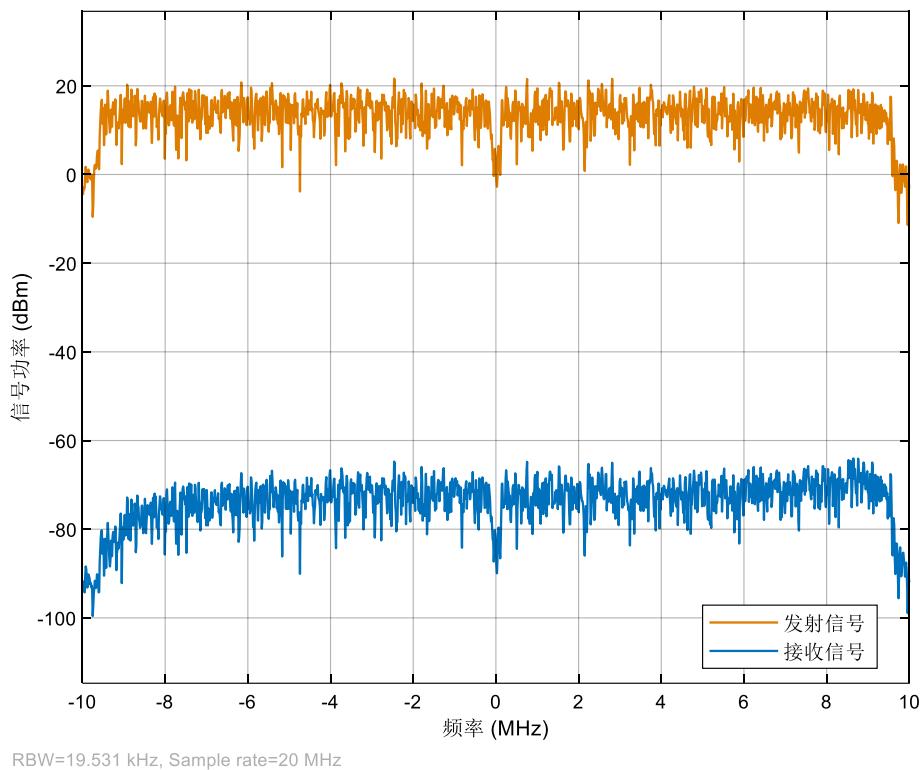


图 41 发射信号与接收信号的功率谱

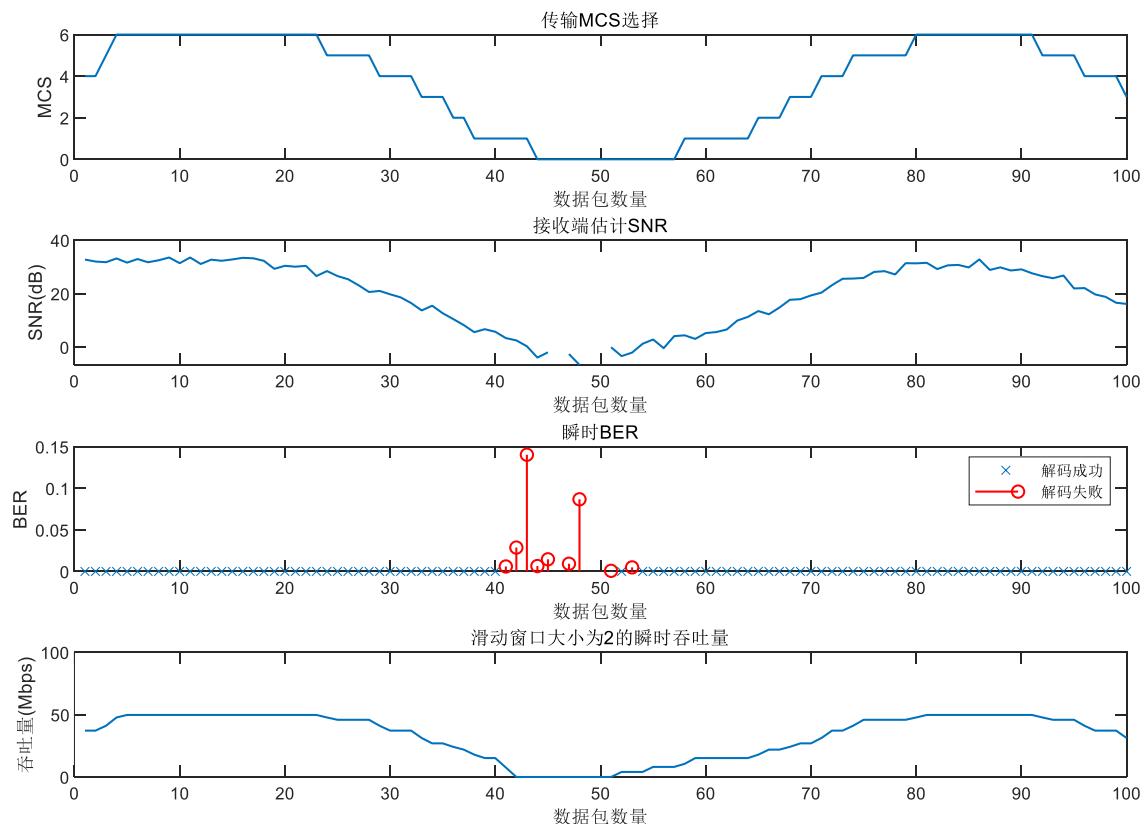


图 42 仿真发送 100 个数据包得到的统计数据

5.2 基于软件无线电平台的实测分析

软件无线电（Software Defined Radio, SDR）平台使用嵌入式计算程序或可编程逻辑控制无线电硬件，实现无线电基带信号的生成、调制、解调和分析。本节将介绍基于软件无线电平台的航空电子无线局域网实测分析，包括如何使用软件无线电平台进行信号捕获、信号处理和数据分析。

5.2.1 软件无线电平台参数设置

本课题采用威视锐 YunSDR Y320 平台进行 WAIC 无线局域网技术的实测分析。该平台采用了高集成度的射频捷变收发器 AD9361、SoC 架构 FPGA 芯片 ZYNQ 7020 与 ARM Cortex-A9 处理器，具备出色的计算能力和处理速度，能够快速准确地处理各种信号。Y320 实现了频谱范围为 70MHz~6GHz，模拟带宽 200KHz~56MHz 的宽频段软件无线电系统，最高支持 2 收 2 发的天线配置。基带处理器融合了 FPGA 的并行特性与 ARM 处理器的灵活特性，可以通过千兆以太网与个人电脑（Personal Computer, PC）进行通信，也支持脱离 PC 的运行 Linux 操作系统的嵌入式软件无线电架构。

为了与仿真环境相匹配，本实验采用相同的参数配置，即通信带宽 20MHz，中心频点为 4.3GHz，Y320 平台单路信号发射功率为 15dBm。由于设备与通信环境的限制，实验采用单个 Y320 板卡上的一对射频发送与接收接口进行信号的发送与接收，射频前端工作参数设置见表 9 与表 10，注意表中 $1\text{m dB} = 0.001\text{dB}$ 。

表 9 Y320 发射端射频前端工作参数设置

参数名称	参数物理意义	参数设置
ipaddr	设备 IP 地址	192.168.0.1
samp	采样率	40MHz
bw	传输带宽	20MHz
freq	射频频点	4300MHz
tx_att1	发送通道衰减	10m dB
fdd_tdd	发射模式选择	FDD
tx_chan	发送通道选择	TX1_CHANNEL
txgap	发送间隔	0(ns)

表 10 Y320 接收端射频前端工作参数设置

参数名称	参数物理意义	参数设置
rxsamples	接收数据点数	200000
rxgain_mode1	通道增益模式	RF_GAIN_MGC(手动)
rxgain1	通道手动增益	30(dB)

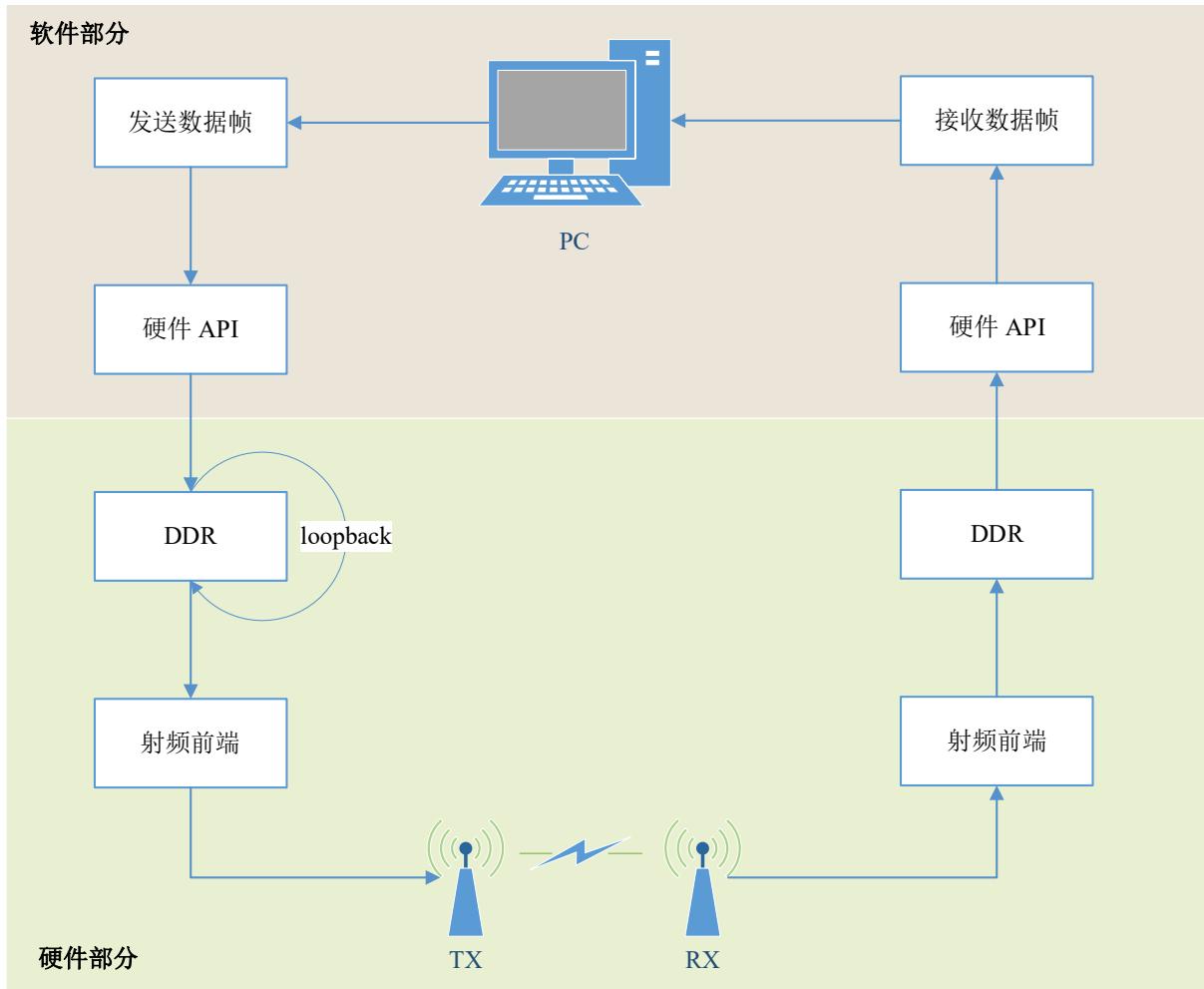


图 43 Y320 板卡 PC 模式信号处理过程示意图

如图 43，设置 Y320 的工作模式为 PC 软件控制无线电硬件，通过 MATLAB API 控制射频前端的工作参数，控制 SDR 发送和接收无线信号。PC 通过千兆以太网与 Y320 板卡相连，SDR 接收到 PC 发送的数据帧后，将数据存储在内部存储器 DDR 中，然后配置 SDR 的直接存储器访问（Direct Memory Access, DMA）工作模式进入回环（loopback）模式，DMA 将反复读取 DDR 中的这一帧数据通过射频前端发送出去。接收端收到数据后，SDR 再将接收的数据搬移至 DDR 中，通过套接字（socket）由千兆以太网传回至 PC 中进行处理，至此组成了一个无线通信实测系统。按照上述实测系统

架构，软件无线电实物搭建如图 44 所示。



图 44 软件无线电实物图

5.2.2 密闭环境通信实测分析

由于无法在实际飞行器环境内进行测试，为了模拟航空电子设备舱金属舱壁环境与密闭通信条件，本实验在电梯内进行无线信号的收发，对信道进行实测分析，一次实测数据及系统参数设置输出到命令行中，结果如图 45 所示。

```
-----通信系统参数-----
MCS: 5, 调制方式: 64QAM, 码率: 2/3
传输速率: 46.5116Mbps
接收端估计SNR: 23.8835dB
当前接收数据帧的BER: 0
接收数据星座图的EVM: -20.6611dB
```

图 45 系统参数设置与实测数据

本次实验设置发射端 MCS 为 5，即调制方式为 64QAM，码率为 2/3，两根天线之间的直线距离为 90cm。从结果中可以看出，此时接收端 BER 为 0，可以正确解码信号，传输速率可以满足 WAIC 最大瞬时通信速率的要求。图 46 为接收信号时域波形与数据均衡后的星座图，图 47 为接收信号功率谱密度与 HE-LTF 估计得到的信道响应数值，可以看出密闭环境下的无线信道具有一定的频率选择性，反应到接收信号的功率谱上，在不同频点上的增益不同，但经过信道均衡后，接收端可以很好地恢复原始信号。

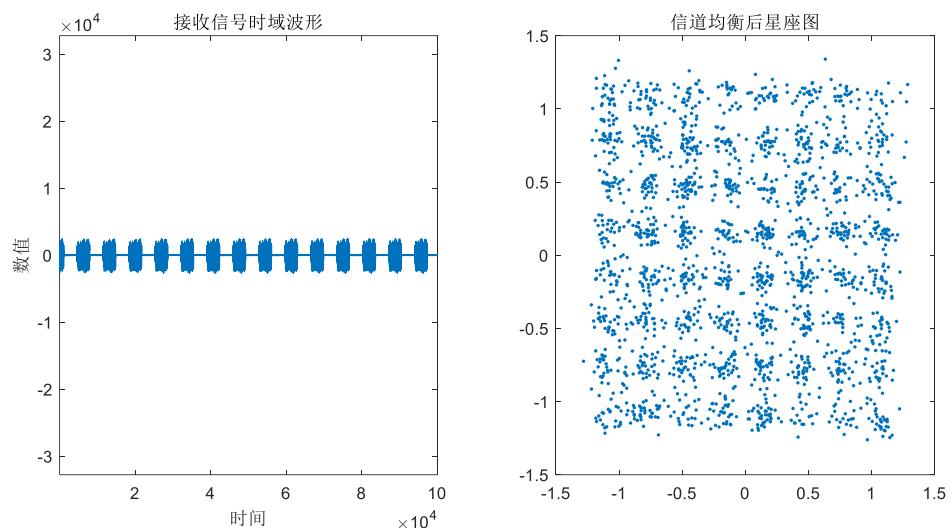


图 46 接收信号时域波形与数据域信道均衡后星座图

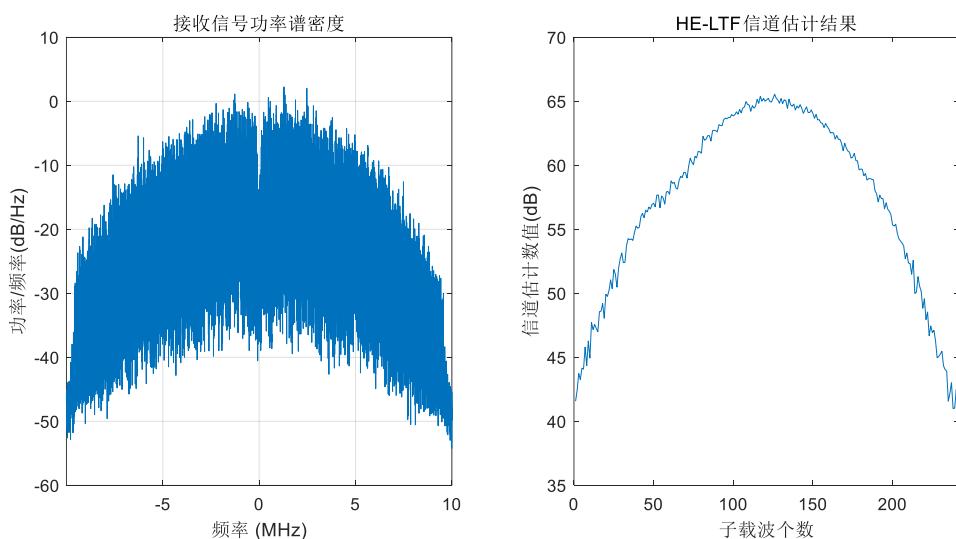


图 47 接收信号功率谱密度与信道估计结果

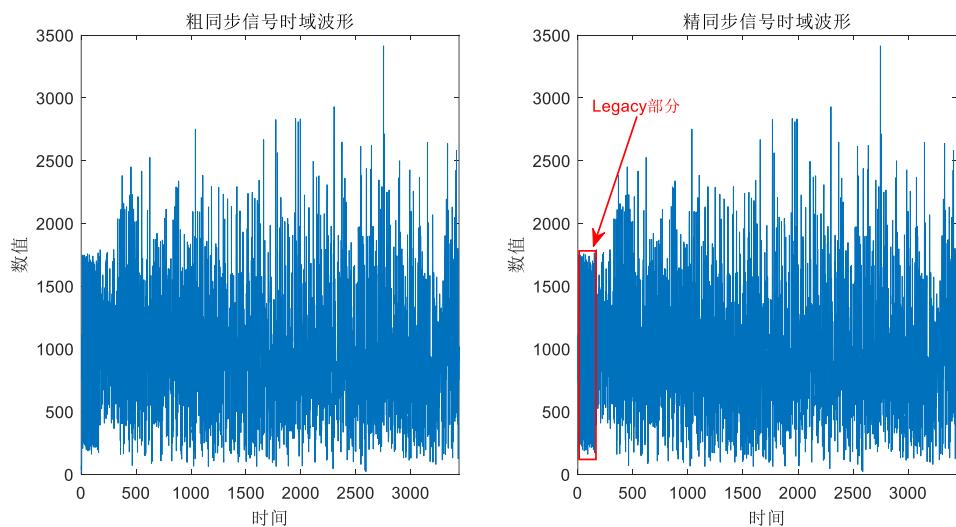


图 48 粗同步与精同步时域信号波形

图 48 为通过 L-STF 与 L-LTF 同步得到的时域波形，图中左侧红色方框标注部分即为 Legacy 域信号。集成上述模块得到的演示界面如图 49 所示。

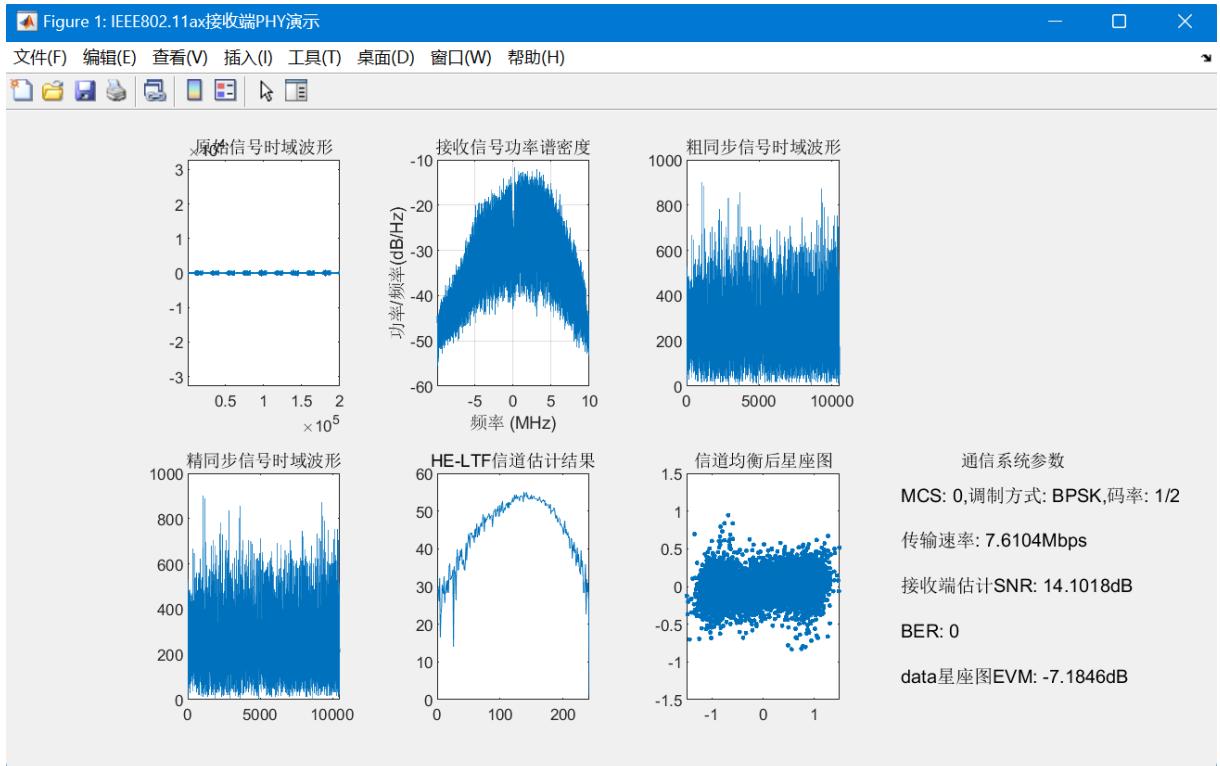


图 49 IEEE802.11ax 接收端 PHY 演示仿真界面

5.2.3 速率自适应算法实测分析

为了满足 WAIC 中潜在的快速变化通信环境以及尽可能提高传输速率，引入速率自适应控制技术。依据 2.3.2 小节中的速率调整方式，记为原始策略，设置初始 MCS 为 0，rcaAttack=0，rcaRelease=1。在实际测量过程中，会出现仿真中不存在的误差来源。为了减弱接收端 SNR 的估计误差的影响，考虑采用如下的改进策略：

当前数据帧 BER 不为 0 时，为了更保守地适应当前信道状态变化，发射端将原始策略调整后的 MCS 减一后，发送下一数据帧，直至不出现误码为止，算法流程见图 50。

为了模拟 SNR 连续变化的场景，在实际的测量过程中，可以通过改变发射天线与接收天线之间的距离或者利用物体对传输路径进行遮挡等方式，对 SNR 进行影响。上述两种策略的实测结果如图 51 与图 52 所示。

在图 51 中，可以观察到数据包 24 在传输时，SNR 剧烈下降，BER 数值达到 0.5 附近。此外，数据包 23 与 24，32 与 33，48 与 49 存在连续解码失败的情况。总结得出，当 SNR 变化比较平稳时，发射端可以很好地跟踪通信环境的变化而改变编码策略。但是当 SNR 数值变化较快时，原始算法不能很好地适应这类情况，甚至会出现连续解码

错误的情况。这是由于速率自适应算法的原始策略对于 MCS 的更改是连续的，不能适应突发类型的变化。

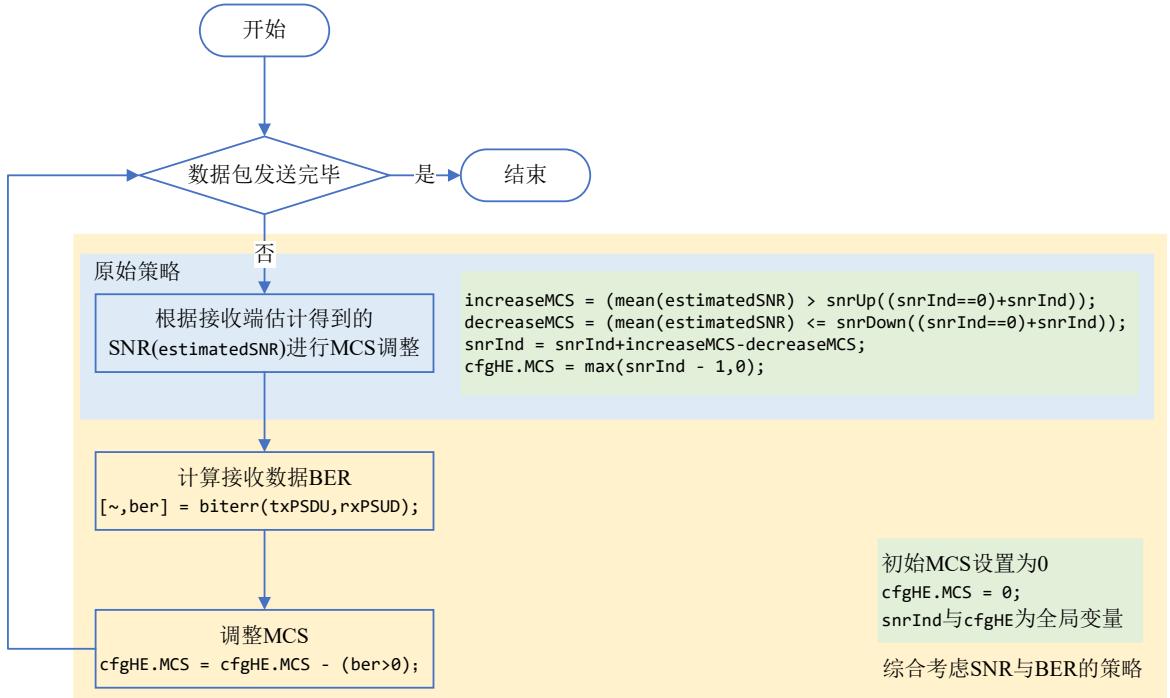


图 50 速率自适应算法流程

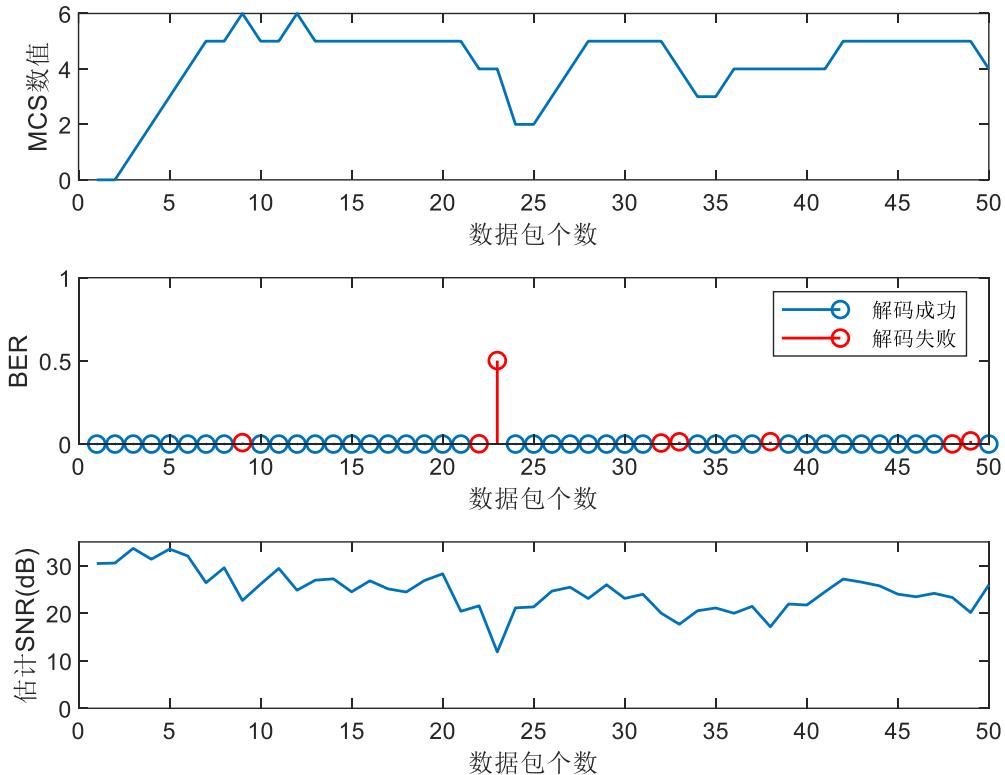


图 51 原始策略实测速率自适应算法结果

图 52 为改进策略的速率自适应算法结果，图中数据包 18 在出现误码的情况下，

MCS 快速下降两个数值，对于 SNR 的快速变化适应性更强。与原始策略实测结果相比，数据包出现连续解码失败事件的概率明显下降，且 BER 数值不会起伏较小，改进策略的适应性更好。

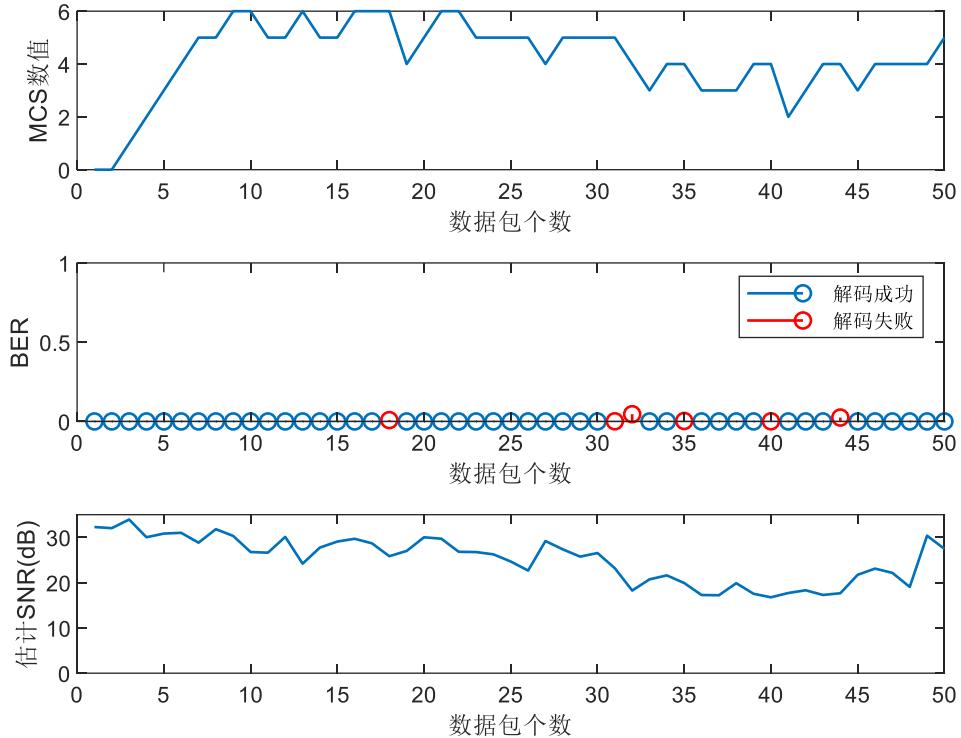


图 52 改进策略实测速率自适应算法结果

5.3 本章小结

本章对 WAIC 无线局域网技术进行了仿真与实测分析，针对不同的技术进行了评价。针对 WAIC 关注的可靠性与有效性，在软件仿真中构建了航空电子设备舱信道模型，在密闭金属环境进行了实地测量，分析了各自的信道特性与 BER、PER 以及吞吐量等物理层 QoS 指标。基于 IEEE 802.11ax 协议，构建了一套从发射端到接收端完整的仿真平台与实测分析界面，可以实时监测发送数据包经历的信道特性与接收端 QoS 指标等数据。分析结果表明，相对于软件仿真建模，实际测量的通信环境更加恶劣，但是软件仿真中使用的信号处理技术仍能较好地适应实际通信环境的变化。

总结与展望

随着无线航空电子机内通信技术的发展，使用商用货架技术进行适用性改造已成为当前的发展方向之一。相较于传统的有线通信，WAIC 的空中接口随机通信特性使其缺乏确定性的支持，无法保证通信质量与 QoS 需求。为了满足航空电子对通信有效性和可靠性的需求，本研究基于 IEEE 802.11 协议的物理层技术进行适用性改造，引入了有效容量模型和中继协作通信系统，分析了通信系统在概率保障下对 QoS 的支持能力与吞吐量大小。最后，通过软件仿真和硬件实测分析，提出了对 WAIC 系统的技术优化和发展方向的建议。本研究旨在为航空领域内 WAIC 技术的应用和发展提供有益的参考，为相关研究人员和制造商提供理论依据。

本文的主要工作如下：

- (1) 本文基于 IEEE 802.11 协议物理层传输技术进行适用性仿真分析，分析信道状态信息的获取机制，测量 SNR 切换的参考阈值，仿真自适应速率控制算法，验证了该技术方案的可行性；
- (2) 本文通过三维建模软件构件了航空电子设备舱的信道环境，使用射线追踪算法建立多径信道模型，拟合信道衰落最适服从莱斯分布。通过引入有效容量模型，对平坦衰落以及频率选择性衰落信道下的发射端缓冲区队列排队时延进行了分析，在 WAIC 时延约束下，仿真验证了通信方案的可行性；
- (3) 本文通过研究 WAIC 中的 AF 与 DF 中继协作通信技术，仿真分析了 QoS 约束下的节点最优功率分配策略，在总功率恒定的约束下，最大化系统的有效容量，验证了中继协作通信方案的可行性；
- (4) 本文搭建了一套基于 IEEE 802.11 协议物理层的 WAIC 端到端通信仿真平台，可以观察信号由发送到接收的全过程，并通过软件无线电进行了实物测试与技术验证。

本文还存在以下不足：

- (1) 本文提出的 IEEE 802.11 协议适用技术分析是在软件平台上的物理层信号仿真处理，没有进行实际的硬件代码开发，缺乏对 IEEE 802.11 数据链路层协议的仿真分析，可以进一步在实际的硬件上开发，考虑多节点之间的空口竞争与调度分析；
- (2) 由于研究时间所限，本文的中继通信模式为较为简单的三节点通信协作，在有效容量分析时将系统看作一体进行端到端的容量分析，并没有考虑更细节的中继节点接收缓冲队列状态，是一种较为简化的分析模型，后续研究可以考虑更复杂的中继

通信协议与 CSI 反馈对时延的影响。

(3) 限于实际条件，没有在航电舱的具体场景进行实测。环境狭小的电梯是考虑到的最接近航电舱密闭特性与含有金属部件的环境。但是电梯间内没有摆放设备架，物理环境与真实的航电设备舱也存在一些差异，测量得到的信道具有频率选择性这一结论的普适性需要进行更多的实验来进一步评估。

参考文献

- [1] 何锋. 机载网络技术基础[M]. 北京: 国防工业出版社, 2018: 171-172.
- [2] 李士宁, 范祥辉, 刘洲洲, 陈长胜, 程涛. 无线航空电子内部通信网络协议现状与分析[J]. 北京邮电大学学报, 2021, 44(03): 1-8.
- [3] Samano-Robles R , Tovar E , Cintra J , et al. Wireless avionics intra-communications: Current trends and design issues[C]// 2016 Eleventh International Conference on Digital Information Management (ICDIM). IEEE, 2016.
- [4] Park P, Di Marco P, Nah J, et al. Wireless avionics intracommunications: A survey of benefits, challenges, and solutions[J]. IEEE Internet of Things journal, 2020, 8(10): 7745-7767.
- [5] 范祥辉, 陈长胜, 史岩, 杨建茜. 民用飞机无线航空电子内部通信网络技术综述[J]. 航空工程进展, 2021, 12(01): 129-135.
- [6] ITU. Technical Characteristics and Spectrum Requirements of Wireless Avionics Intra-Communications Systems to Support Their Safe Operation (ITU-R Report M. 2283-0)[J]. 2013.
- [7] Reji P, Natarajan K, Shobha K R. Performance evaluation of wireless protocols for avionics wireless network[J]. Journal of Aerospace Information Systems, 2020, 17(3): 160-170.
- [8] Baltaci A, Zoppi S, Kellerer W, et al. Evaluation of cellular technologies for high data rate WAIC applications[C]//ICC 2019-2019 IEEE International Conference on Communications (ICC). IEEE, 2019: 1-6.
- [9] Zhang C, Xiao J, Zhao L. Wireless Asynchronous Transfer Mode based fly-by-wireless avionics network[C]//2013 IEEE/AIAA 32nd Digital Avionics Systems Conference (DASC). IEEE, 2013: 4C5-1-4C5-9.
- [10] Zhang C, Yu J, Pang K. Multiple access points deployment optimization in cabin wireless communications[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2013, 12: 1220-1223.
- [11] Wu D, Negi R. Effective capacity: a wireless link model for support of quality of service[J]. IEEE Transactions on wireless communications, 2003, 2(4): 630-643.
- [12] Chang C S, Zajic T. Effective bandwidths of departure processes from queues with time

- varying capacities[C]//Proceedings of INFOCOM'95. IEEE, 1995, 3: 1001-1009.
- [13] Guo X, Dong L, Li Y, et al. Effective capacity of MIMO MRC system with constant and variable power loading[C]//2013 13th Canadian Workshop on Information Theory. IEEE, 2013: 117-121.
- [14] Angrishi K, Killat U. Analysis of a real-time network using statistical network calculus with effective bandwidth and effective capacity[C]//14th GI/ITG Conference-Measurement, Modelling and Evaluation of Computer and Communication Systems. VDE, 2008: 1-15.
- [15] Angrishi K. An end-to-end stochastic network calculus with effective bandwidth and effective capacity[J]. Computer Networks, 2013, 57(1): 78-84.
- [16] Hammouda M, Akin S, Peissig J. Effective capacity in multiple access channels with arbitrary inputs[C]//2015 IEEE 11th International Conference on Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications (WiMob). IEEE, 2015: 406-413.
- [17] Wang C, Urgaonkar B, Gupta A, et al. Effective Capacity Modulation as an Explicit Control Knob for Public Cloud Profitability[C]//2016 IEEE International Conference on Autonomic Computing (ICAC). IEEE, 2016: 95-104.
- [18] Feng Z, Wen G, Chen C W. Multiuser effective capacity analysis for queue length based rate maximum wireless scheduling[C]//2012 1st IEEE International Conference on Communications in China (ICCC). IEEE, 2012: 438-442.
- [19] Ji Z, Dong C, Wang Y, et al. On the analysis of effective capacity over generalized fading channels[C]//2014 IEEE International Conference on Communications (ICC). IEEE, 2014: 1977-1983.
- [20] Davy A, Meskill B, Domingo-Pascual J. An empirical study of effective capacity throughputs in 802.11 wireless networks[C]//2012 IEEE global communications conference (GLOBECOM). IEEE, 2012: 1770-1775.
- [21] Tang J, Zhang X. Quality-of-service driven power and rate adaptation over wireless links[J]. IEEE Transactions on wireless Communications, 2007, 6(8): 3058-3068.
- [22] Tang J, Zhang X. Cross-layer resource allocation over wireless relay networks for quality of service provisioning[J]. IEEE Journal on selected areas in Communications, 2007, 25(4): 645-656.

- [23] Laneman J N, Tse D N C, Wornell G W. Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior[J]. IEEE Transactions on Information theory, 2004, 50(12): 3062-3080.
- [24] Wang Z, Chen W. Relay beamforming design with SIC detection for MIMO multirelay networks with imperfect CSI[J]. IEEE transactions on vehicular technology, 2013, 62(8): 3774-3785.
- [25] Toding A, Khandaker M R A, Rong Y. Optimal joint source and relay beamforming for parallel MIMO relay networks[C]//2010 6th International Conference on Wireless Communications Networking and Mobile Computing (WiCOM). IEEE, 2010: 1-4.
- [26] 苏君煦. MIMO 中继系统中基于不完全信道状态信息的预编码算法研究[D].南京航空航天大学,2017.
- [27] 陈小敏,方竹,胡续俊,朱秋明,陈兵. 基于不完全信道状态信息的多用户 MIMO 中继系统预编码算法[J].数据采集与处理,2019,34(02):252-261.
- [28] 芮雄丽. 无线通信网中 MAC 层协作模式及优化研究[D].南京邮电大学,2019.
- [29] 蒋学仕. 缓冲辅助的中继系统链路选择技术研究[D].电子科技大学,2014.
- [30] Ren S, Letaief K B. Maximizing the effective capacity for wireless cooperative relay networks with QoS guarantees[J]. IEEE transactions on communications, 2009, 57(7): 2148-2159.
- [31] Peppas K P, Mathiopoulos P T, Yang J. On the effective capacity of amplify-and-forward multihop transmission over arbitrary and correlated fading channels[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2016, 5(3): 248-251.
- [32] Phan K T, Le-Ngoc T. Effective capacity of dual-hop networks with a concurrent buffer-aided relaying protocol[C]//2014 IEEE International Conference on Communications (ICC). IEEE, 2014: 1048-1052.
- [33] Ellanti M N, Gorshe S S, Raman L G, et al. Next generation transport networks: data, management, and control planes[M]. Springer Science & Business Media, 2005.
- [34] Proakis J G, Salehi M. Digital communications[M]. New York: McGraw-hill, 2001.
- [35] Paul T, Ogunfunmi T. Wireless LAN comes of age: Understanding the IEEE 802.11 n amendment[J]. IEEE Circuits and systems magazine, 2008, 8(1): 28-54.
- [36] Lin C H, Chang R C H, Lin K H, et al. Implementation of channel estimation for MIMO-

- OFDM systems[C]//2010 International SoC Design Conference. IEEE, 2010: 99-102.
- [37] Kumar K, Grover A. Pilot Channel Estimation: A Performance Analysis of OFDM[J]. International Journal of Scientific & Engineering Research, 2013, 4(1): 774-777.
- [38] Kim S G, Yoon D, Park S K, et al. Performance analysis of the MIMO zero-forcing receiver over continuous flat fading channels[C]//The 3rd International Conference on Information Sciences and Interaction Sciences. IEEE, 2010: 324-327.
- [39] Perahia E, Stacey R. Next generation wireless LANs: 802.11 n and 802.11 ac[M]. Cambridge university press, 2013.
- [40] Yin W, Hu P, Indulska J, et al. MAC-layer rate control for 802.11 networks: A survey[J]. Wireless Networks, 2020, 26: 3793-3830.
- [41] Kamerman A, Monteban L. WaveLAN® - II: a high - performance wireless LAN for the unlicensed band[J]. Bell Labs technical journal, 1997, 2(3): 118-133.
- [42] Lacage M, Manshaei M H, Turletti T. IEEE 802.11 rate adaptation: a practical approach[C]//Proceedings of the 7th ACM international symposium on Modeling, analysis and simulation of wireless and mobile systems. 2004: 126-134.
- [43] Bicket J. Bit-Rate Selection in Wireless Networks. Master's thesis, Massachusetts Institute of Technology[J]. Dept. of Electrical Engineering and Computer Science, 2005.
- [44] Wong S H Y, Yang H, Lu S, et al. Robust rate adaptation for 802.11 wireless networks[C]//Proceedings of the 12th annual international conference on Mobile computing and networking. 2006: 146-157.
- [45] Diaz N R, Achilli C. Cabin channel characterization for personal communications via satellite[C]//21 st AIAA International Communications Satellite Systems Conference(ICSSC) and Exhibit. 2003.
- [46] 左沅君,李峭,熊华钢,卢广山. 航空电子 MB-OFDM-UWB 无线互连信道分析与仿真[J].航空学报,2019,40(07):176-185.
- [47] 吴庆,王彤,屠晓杰,刘晓敏. 机舱内部超宽带无线信道参数仿真[J].计算机仿真,2014,31(12):49-53+58.
- [48] 蒋宇乐,熊华钢,查振羽. 机舱内部超宽带确定性信道建模[J].航空学报,2010,31(01):158-164.
- [49] Saghir H, Nerguizian C, Laurin J J, et al. In-cabin wideband channel characterization for

- WAIC systems[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2014, 50(1): 516-529.
- [50] Moraitis N, Panagopoulos A D. In-cabin aircraft channel temporal variations due to moving human bodies: Measurements and channel characterization[C]//2013 7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP). IEEE, 2013: 2606-2610.
- [51] Chuang J, Xin N, Huang H, et al. UWB radiowave propagation within the passenger cabin of a Boeing 737-200 aircraft[C]//2007 IEEE 65th Vehicular Technology Conference-VTC2007-Spring. IEEE, 2007: 496-500.
- [52] NATO-STANAG4626(DRAFT 1)-Modular and open avionics architectures, PART IV[M]: Packaging. Military Agency for Standardization, 2005.
- [53] 黄子林,卢正人. LRM 模块及其在航电系统中的应用研究[C]//中国航空学会,中国航空研究院.第六届民用飞机航电国际论坛论文集.航空工业出版社,2017:4.
- [54] Chen Y, Darwazeh I. An accurate approximation of delay with Nakagami-m channels and exponential arrivals[C]//2015 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM). IEEE, 2015: 1-6.
- [55] Wu D, Negi R. Effective capacity channel model for frequency-selective fading channels[J]. Wireless Networks, 2007, 13: 299-310.
- [56] Chen Y, Darwazeh I. An accurate approximation of delay with Nakagami-m channels and exponential arrivals[C]//2015 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM). IEEE, 2015: 1-6.
- [57] Abdi A, Tepedelenlioglu C, Kaveh M, et al. On the estimation of the K parameter for the Rice fading distribution[J]. IEEE Communications letters, 2001, 5(3): 92-94.
- [58] Sijbers J, den Dekker A J, Scheunders P, et al. Maximum-likelihood estimation of Rician distribution parameters[J]. IEEE Transactions on Medical Imaging, 1998, 17(3): 357-361.
- [59] Matthaiou M, Alexandropoulos G C, Ngo H Q, et al. Analytic framework for the effective rate of MISO fading channels[J]. IEEE Transactions on communications, 2012, 60(6): 1741-1751.
- [60] Kolbig K S, Prudnikov A P, Bryckov Y A. Integrals and series: more special functions[J]. Math. Comput., 1985, 44(170): 573.
- [61] Laneman J N, Tse D N C, Wornell G W. Cooperative diversity in wireless networks:

- Efficient protocols and outage behavior[J]. IEEE Transactions on Information theory, 2004, 50(12): 3062-3080.
- [62] Host-Madsen A, Zhang J. Capacity bounds and power allocation for wireless relay channels[J]. IEEE transactions on Information Theory, 2005, 51(6): 2020-2040.
- [63] Hong Y W P, Huang W J, Kuo C C J. Cooperative communications and networking: technologies and system design[M]. Springer Science & Business Media, 2010.
- [64] Gunduz D, Erkip E. Opportunistic cooperation by dynamic resource allocation[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2007, 6(4): 1446-1454.
- [65] Kurt S, Tavli B. Path-Loss Modeling for Wireless Sensor Networks: A review of models and comparative evaluations[J]. IEEE Antennas and Propagation Magazine, 2017, 59(1): 18-37.

附录

A. 有效容量公式的推导

考虑单发单收的通信系统在航电设备舱平坦衰落信道内的通信场景，不同子载波发射功率相同的情况下，信道增益 $x = |h|^2$ 服从莱斯分布，其 PDF 公式如下：

$$p(x) = \frac{(1+K)e^{-K}}{\Omega} \exp\left(-\frac{(1+K)x}{\Omega}\right) I_0\left(2\sqrt{\frac{K(1+K)x}{\Omega}}\right) \quad (\text{A1})$$

其中第一类零阶修正贝塞尔函数的展开式为：

$$I_0(z) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{k! \Gamma(k+1)} \left(\frac{z}{2}\right)^{2k} \quad (\text{A2})$$

带入式(A1)中可得

$$p(x) = \frac{(1+K)e^{-K}}{\Omega} \exp\left(-\frac{(1+K)x}{\Omega}\right) \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{n! \Gamma(n+1)} \left(\frac{K(1+K)x}{\Omega}\right)^n \quad (\text{A3})$$

由有效容量的定义式

$$\begin{aligned} \alpha^{(c)}(\rho, \theta) &= -\frac{1}{\beta} \log_2 \left(\mathbb{E} \left[(1+\rho x)^{-\beta} \right] \right) \\ &= -\frac{1}{\beta} \log_2 \left(\int_0^{\infty} (1+\rho x)^{-\beta} p(x) dx \right) \end{aligned} \quad (\text{A4})$$

其中 $\beta = \theta T_f B / \ln 2$ ， ρ 为平均 SNR。

对于式(A4)中的积分可以进行进一步的推导，交换积分与求和次序：

$$\begin{aligned} &\int_0^{\infty} (1+\rho x)^{-\beta} p(x) dx \\ &= \int_0^{\infty} (1+\rho x)^{-\beta} \frac{(1+K)}{\Omega} e^{-K} \exp\left(-\frac{(1+K)x}{\Omega}\right) \sum_{n=0}^{\infty} \frac{K^n}{n! \Gamma(n+1)} \left(\frac{(1+K)x}{\Omega}\right)^n dx \\ &= \sum_{n=0}^{\infty} \frac{K^n e^{-K}}{n! \Gamma(n+1)} \int_0^{\infty} (1+\rho x)^{-\beta} \exp\left(-\frac{(1+K)x}{\Omega}\right) \left(\frac{(1+K)x}{\Omega}\right)^n d \left[\frac{(1+K)}{\Omega} x \right] \end{aligned} \quad (\text{A5})$$

换元 $t = \frac{(1+K)}{\Omega} x$ ，可以推导式(A5)等于下式

$$\sum_{n=0}^{\infty} \frac{K^n e^{-K}}{n! \Gamma(n+1)} \int_0^{\infty} \left(1 + \frac{\Omega \rho}{1+K} t\right)^{-\beta} e^{-t} t^n dt \quad (\text{A6})$$

根据合流超几何函数的定义式：

$$\int_0^\infty (1+ax)^{-\nu} e^{-px} x^{q-1} dx = \frac{\Gamma(q)}{a^q} U\left(q; q+1-\nu; \frac{p}{a}\right) \quad (\text{A7})$$

上述积分可以进行进一步化简

$$\int_0^\infty (1+\rho x)^{-\beta} p(x) dx = \sum_{n=0}^\infty \frac{K^n e^{-K}}{n! \Gamma(n+1)} \left(\frac{\Omega\rho}{1+K} \right)^{n+1} U\left(n+1; n+2-\beta; \frac{1+K}{\Omega\rho}\right) \quad (\text{A8})$$

再由 Kummer 变换：

$$U(a; b; x) = x^{1-b} U(a-b+1; 2-b; x) \quad (\text{A9})$$

式(A8)可以进一步化简：

$$\begin{aligned} & \sum_{n=0}^\infty \frac{K^n e^{-K}}{n! \Gamma(n+1)} \left(\frac{\Omega\rho}{1+K} \right)^{n+1} U\left(n+1; n+2-\beta; \frac{1+K}{\Omega\rho}\right) \\ &= \sum_{n=0}^\infty \frac{K^n e^{-K}}{n!} \left(\frac{1+K}{\Omega\rho} \right)^{n+1} \left(\frac{1+K}{\Omega\rho} \right)^{\beta-n-1} U\left(\beta; \beta-n; \frac{1+K}{\Omega\rho}\right) \\ &= \left[\sum_{n=0}^\infty \frac{K^n}{\Gamma(n+1)} U\left(\beta; \beta-n; \frac{1+K}{\Omega\rho}\right) \right] e^{-K} \left(\frac{1+K}{\Omega\rho} \right)^\beta \end{aligned} \quad (\text{A10})$$

综上，可以推出有效容量公式用合流超几何函数表示的计算公式：

$$\alpha^{(c)}(\rho, \theta) = \frac{K}{\beta \ln 2} + \log_2 \left(\frac{\Omega\rho}{1+K} \right) - \frac{1}{\beta} \log_2 \left(\sum_{n=0}^\infty \frac{K^n}{\Gamma(n+1)} U\left(\beta; \beta-n; \frac{1+K}{\Omega\rho}\right) \right) \quad (\text{A11})$$

为了推导出更一般的闭合表达式，可以用更广义的 Meijer's G 函数或 Fox's H 函数替换合流超几何函数：

$$U\left(\beta; \beta-n; \frac{1+K}{\Omega\rho}\right) = \frac{1}{\Gamma(n+1)\Gamma(\beta)} G_{1,2}^{2,1}\left(\frac{1+K}{\Omega\rho} \middle| \begin{matrix} 1-\beta \\ 0, n+1-\beta \end{matrix}\right) \quad (\text{A12})$$

$$\frac{1}{\Gamma(n+1)\Gamma(\beta)} G_{1,2}^{2,1}\left(\frac{1+K}{\Omega\rho} \middle| \begin{matrix} 1-\beta \\ 0, n+1-\beta \end{matrix}\right) = H_{1,2}^{2,1}\left(\frac{1+K}{\Omega\rho} \middle| \begin{matrix} (0, 1-\beta) \\ (0, 1), (n+1-\beta, 1) \end{matrix}\right) \quad (\text{A13})$$

其中，Meijer's G 函数的表达式如下：

$$G_{p,q}^{m,n}\left(z \middle| \begin{matrix} a_1, \dots, a_p \\ b_1, \dots, b_q \end{matrix}\right) = \frac{1}{2\pi i} \int \frac{\left(\prod_{j=1}^m \Gamma(b_j - s) \right) \left(\prod_{j=1}^n \Gamma(1-a_j + s) \right)}{\left(\prod_{j=m+1}^q \Gamma(1-b_j + s) \right) \left(\prod_{j=n+1}^p \Gamma(a_j - s) \right)} z^s ds \quad (\text{A14})$$

攻读硕士学位期间取得的学术成果

学术成果：

- [1] Wu J, Li Q, Zhuo Y. Analysis of WAIC QoS Guarantees Using Wireless LAN Technology[C]/2022 21st International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT). IEEE, 2022: 76-81.

硕士阶段主要完成工作：

1. 参与无线航空电子机内通信纵向研究中无线局域网技术适用性改造的仿真和分析。
2. 参与某航空电子研究所合作项目，完成时间触发网络配置管理工具集软件开发，主要实现硬件加载二进制文件生成，并负责后期软件维护。
3. 参与某航空无线电研究所合作项目，完成网络协议栈开发包部分底层函数调用关系的需求分析与文档编写。