

学校代码: 10385

分类号: _____

研究生学号: 1611301038

密 级: _____



華僑大學

HUAQIAO UNIVERSITY

硕士学位论文

人工噪声提升无线通信系统安全性能研究

On Enhancing Secrecy Performance for Wireless Communications
via Artificial Noise

作者姓名: 李元健

指导教师: 赵睿 副教授

学 科: 信息与通信工程

研究方向: 无线通信物理层安全技术

所在学院: 信息科学与工程学院

论文提交日期: 二零一九年五月二十四日

学位论文独创性声明

本人声明兹呈交的学位论文是本人在导师指导下完成的研究成果。论文写作中不包含其他人已经发表或撰写过的研究内容，如参考他人或集体的科研成果，均在论文中以明确的方式说明。本人依法享有和承担由此论文所产生的权利和责任。

论文作者签名： 南元健 签名日期： 2019.05.19

学位论文授权使用授权声明

本人同意授权华侨大学有权保留并向国家机关或机构送交学位论文的复印件和电子版，允许学位论文被查阅和借阅。本人授权华侨大学可以将本学位论文的全部内容或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存和汇编本学位论文。

论文作者签名： 南元健 指导教师签名： 赵睿

签名日期： 2019.05.19 签名日期： 2019.5.19

摘 要

当代人们的日常生活和交流无时无刻都与无线通信紧密相关，在巨大军民市场需求下，无线通信技术得到了长足且深切的发展。近几年，随着 5G 技术的发展与试点，更加促使无线通信技术的普及更新。同时，无线通信也是很多新兴科技和工程中不可或缺的重要环节，如物联网、无人驾驶、智能家居、智慧城市等。随着万物互联、万物互通愿景的推进与实现，无线网络中的节点数量和种类呈现爆炸式增长，如何提升无线通信系统中信息传输的安全性、保证系统高效可靠运行成为一大研究难点与热点。物理层安全技术能够直接利用无线信道的随机特性提高无线通信系统的安全传输性能，被广泛认可为一个补充和替代传统密钥加密体系的新兴技术。

人工噪声加扰技术能够在物理层增强无线通信系统的安全传输性能，是一种极具潜力的安全传输技术。本文对人工噪声加扰技术在无线传输系统中的应用进行了详尽的探索和分析，具体研究了三个应用场景：人工噪声在全双工多天线的端加扰系统中的应用、人工噪声预编码技术在全双工中继无线传输系统中的应用和人工噪声加扰技术在无人机通信系统中的应用。考虑了两种常见的信道模型，即 Rayleigh 衰落信道和 Nakagami- m 衰落信道。探究了两种窃听信道状态信息和一种不完备合法信道状态信息对特定系统性能的影响。推导了遍历可达安全速率、安全中断概率的相关数学表达式。给出了一种灵活的系统性能闭合表达式近似方法——高斯拉盖尔正交法。设计了优化系统可达安全速率的两步走联合优化方案，并给出了具有普适性的最优功率分配因子闭合表达式和最优收发天线切换方案。分析了大规模天线系统性能和几种极端情况下系统渐近性能表现。最后，蒙特卡洛仿真验证了性能分析和指标优化的正确性和有效性。

研究表明：通过安全性能分析，人工噪声加扰技术是一种行之有效的物理层安全方案，适用场景丰富。通过合理的系统优化设计，可大幅度提升人工噪声加扰技术在无线通信系统中的性能表现。

关键词：物理层安全 人工噪声加扰 全双工中继 无人机通信

Abstract

The daily life and communication of contemporary people are closely related to wireless transmissions all the time. Under the huge military and civil market demands, wireless communication technology has developed rapidly and deeply, and this trend will definitely not stop developing. In recent years, with the development and employment of 5G technique, the popularity of wireless communication has been further promoted. At the same time, wireless communication is also an indispensable part of many fashionable technologies and projects, such as the Internet of Things, unmanned vehicle, intelligent home, and smart city. With the advancement and realization of the Internet of everything and the interoperability of all things, the number and types of nodes in wireless networks are exploding. How to enhance the security of information transmission and ensure efficient and reliable operations in wireless communication systems has become major research difficulty and hotspot. The physical layer security scheme can directly utilize the randomness nature of wireless channels to enhance the secrecy performance of wireless transmission networks and is widely recognized as a promising technology which can complement even replace the traditional key-based encryption method.

Artificial noise jamming technology is a promising candidate able to improve the secrecy performance of wireless communications at the physical layer. In this paper, the application of artificial noise jamming in wireless transmissions is explored and analyzed in details. Three important scenarios are studied and analyzed: the application of artificial noise in full-duplex multiple-antenna destination-based jamming system, artificial noise aided precoding in full-duplex relaying networks and artificial noise jamming in UAV-aided wireless communications. Two common channel models are considered, namely, the Rayleigh fading channel and the Nakagami- m fading channel. The impacts of imperfect channel state information of legitimate link and two kinds of eavesdropping channel state information on particular wireless networks are explored. The related formulas of ergodic achievable secrecy rate and secrecy outage probability are derived. A flexible approximation

method called Gauss-Laguerre Quadrature for calculating the closed-form expressions of necessary secrecy performance metrics is given. A two-step joint optimization scheme which can optimize the system's achievable secrecy rate is designed, and the closed-form expression of optimal power allocation factor as well as the optimal antenna mode switching scheme are deduced. The secrecy performances in the case of large-scale antenna array and the asymptotic secrecy performance under several extreme conditions are analyzed. Finally, Monte Carlo simulations verify the correctness and effectiveness of secrecy performance analysis and optimization.

The research results show that artificial noise jamming technology is an effective physical layer security method via the secrecy performance analysis, and the applicable scenarios are quite inclusive. Through reasonable system optimization design, the secrecy performance of artificial noise jamming technique in wireless communication systems can be greatly improved.

Keywords: Physical layer security Artificial noise jamming Full-duplex relaying Unmanned aerial vehicle-aided wireless communications

目 录

第 1 章 绪论	1
1.1 研究背景	1
1.1.1 无线衰落信道模型	2
1.1.2 全双工技术	2
1.1.3 预编码技术	3
1.1.4 人工噪声加扰技术	4
1.1.5 天线模式切换技术	5
1.2 国内外研究现状	6
1.3 内容与创新	9
1.4 论文结构	9
第 2 章 全双工目的端加扰安全传输系统中的天线模式切换	11
2.1 系统模型	11
2.2 可达安全速率优化	14
2.2.1 瞬时窃听 CSI 条件下的最优功率分配方案	14
2.2.2 统计窃听 CSI 条件下的最优功率分配方案	19
2.2.3 穷举联合优化方案	24
2.2.4 所提贪婪联合优化方案	24
2.2.5 复杂度分析	26
2.2.6 所提贪婪联合优化方案的理论性能分析	26
2.3 仿真验证与讨论	27
2.4 本章小结	29
第 3 章 全双工中继系统人工噪声预编码方案安全性能分析	31
3.1 系统模型	31
3.1.1 所考虑单天线窃听者场景	31
3.1.2 多天线窃听者场景讨论	35
3.2 遍历可达安全速率分析	36
3.2.1 任意天线数遍历可达安全速率分析	36

3.2.2	大规模天线遍历可达安全速率分析	38
3.2.3	渐近性能分析	40
3.3	仿真分析和讨论	43
3.4	本章小结	48
第 4 章	全双工目的端加扰在无人机通信系统中的应用	49
4.1	系统模型	49
4.1.1	无人机下行传输系统	49
4.1.2	信道模型	50
4.1.3	信干噪比计算	50
4.2	安全性能推导	51
4.2.1	先验知识	51
4.2.2	信干噪比的统计特性	52
4.2.3	遍历可达安全速率推导	53
4.2.4	安全中断概率推导	54
4.3	渐近安全性能推导	55
4.3.1	渐近遍历可达安全速率推导	55
4.3.2	渐近安全中断概率推导	56
4.4	数值仿真及性能分析	57
4.5	本章小结	59
第 5 章	结论与展望	61
5.1	本文总结	61
5.2	未来展望	62
	参考文献	63
	致谢	69
	个人简历、在学期间发表的学术论文和研究成果	71

主要符号对照表

5G	第五代 (The Fifth Generation)
IoT	物联网 (Internet of Things)
uRLLC	低延迟高可靠通信 (Ultra-Reliable & Low Latency Communications)
OSI	开放式系统互联 (Open System Interconnection)
SNR	信噪比 (Signal-to-Noise Ratio)
MMSE	最小均方误差 (Minimum Mean Square Error)
MRT	最大比发射 (Maximum Ratio Transmit)
PMI	预编码矩阵序号 (Precoding Matrix Index)
CSI	信道状态信息 (Channel State Information)
FDD	频分双工 (Frequency Division Duplexing)
TDD	时分双工 (Time Division Duplexing)
AF	放大转发 (Amplify-and-Forward)
ANP	人工噪声预编码 (Artificial Noise Aided Precoding)
OPA	最优功率分配 (Optimal Power Allocation)
DF	解码转发 (Decode-and-Forward)
AF	放大转发 (Amplify-and-Forward)
ESC	遍历安全容量 (Ergodic Secrecy Capacity)
SOP	安全中断概率 (Secrecy Outage Probability)
DBJ	目的端加扰 (Destination-Based Jamming)
MIMO	多输入多输出 (Multiple-Input Multiple-Output)
SDoF	安全自由度 (Secure Degrees of Freedom)
SIMO	单输入多输出 (Single-Input Multiple-Out)
AMS	天线模式切换 (Antenna Mode Switching)
SWIPT	无线携能传输 (Simultaneous Wireless Information and Power Transfer)

FJ	友好加扰节点 (Friendly Jammer)
EH	能量采集 (Energy Harvesting)
ESSR	遍历安全总速率 (Ergodic Secrecy Sum Rate)
MISOME	多输入单输出多天线窃听节点 (Multiple-Input Single-Output Multiple-Antenna-Eavesdropper)
JRJS	中继和加扰节点联合选择 (Joint Relay and Jammer Selection)
CCCP	约束凹凸过程 (Constrained Concave-Convex Procedure)
WMMSE	加权最小均方误差 (Weighted Minimum Mean Square Error)
mmWave	毫米波 (Millimeter-Wave)
VLC	可见光通信 (Visible Light Communication)
SINR	信干噪比 (Signal-Interference-Noise Ratio)
ASR	平均可达安全速率 (Average Achievable Secrecy Rate)
SDO	安全分集阶数 (Secrecy Diversity Order)
COP	连接中断概率 (Connection Outage Probability)
ST	安全吞吐量 (Secrecy Throughput)
UAV	无人机 (Unmanned Aerial Vehicle)
CR	认知无线电 (Cognitive Radio)
SCA	连续凸逼近 (Successive Convex Approximation)
KKT	Karush-Kuhn-Tucker
DC	凹形差分 (Difference of Concave)
MHCPP	马特兰核心点过程 (Matérn Hardcore Point Process)
CSCG	循环对称复高斯 (Circularly Symmetric Complex Gaussian)
MRC	最大比合并 (Maximum Ratio Combining)
AWGN	加性高斯白噪声 (Additive White Gaussian Noise)
MRT	最大比发射 (Maximum Ratio Transmitting)
QoS	服务质量 (Quality-of-Service)
GLQ	高斯-拉盖尔正交法 (Gauss-Laguerre Quadrature)
ISI	符号间干扰 (Inter-symbol Interference)
PDF	概率密度函数 (Probability Density Function)

主要符号对照表

CDF	累积分布函数 (Cumulative Distribution Function)
EASR	遍历可达安全速率 (Ergodic Achievable Secrecy Rate)
LOS	视距内 (Line-of-Sight)
PPP	泊松点过程 (Poisson Point Process)

第 1 章 绪论

1.1 研究背景

自古以来，无论中外，通信技术始终伴随着人类的发展和进步，可以说，人类的日常生活与通信息息相关，无法割裂。其中，与现代社会生活联系最为紧密的当属无线通信技术。特别是，随着第五代通信技术（The Fifth Generation, 5G）的提出、研究和逐步商用，无线通信技术更是成为炙手可热的科技名词。当今，人类社会步入了高速发展的新时代，许多美好的未来规划被世界不同国家倡议。比如，打造万物互联的物联网（Internet of Things, IoT）生态、建设智慧城市（Smart city）和发展自动驾驶（Unmanned Vehicle）技术等，这些宏伟蓝图的建立、健全与发展都必须依赖一个必要的前提条件——无线通信技术的进步与飞跃^[1]。上述科技对无线通信技术提出了一系列新的要求与挑战，如，低功耗、高速率、广覆盖和低时延高可靠通信（Ultra-Reliable & Low Latency Communications, uRLLC）。其中，无线通信的安全性能更是一个绕不开、躲不过的重要指标。在海量数据传输的背景下，无线通信系统中的信息传输安全尤为重要，是任何基于此的高阶技术和生态可靠、健康与持续运行的重要基石。

传统的信息加密方案主要是基于密钥（Secrecy Key）体系的密码学加密手段。根据特定加密算法将欲发送的信息（明文）进行加密处理，然后以密文的形式发送出去。合法接收端预先知晓加密规则，能将接收到的密文正确解码。加密规则越复杂，原则上保密效果越显著，同时对计算单元运算能力的要求越苛刻。随着现代计算机技术和计算媒介（如，量子计算机等）的飞速发展，复杂密钥保密体系的安全性能面临严峻考验。窃听端可应用高性能计算器件配合特种破解软体，通过穷举等方式达到有效率地截取密文中有用信息的目的。同时，传统加密手段建立在计算机网络开放系统互联（Open System Interconnection, OSI）模型最底层——物理层的上层。若物理层出现危机，传统加密方案的安全性能势必难以维系。鉴于此，基于计算机网络 OSI 模型最底层的物理层安全（Physical Layer Security, PLS）技术^{[2]-[5]}得到了业界的热切关注和广泛研究。

PLS 技术能够直接利用无线信道的随机和震荡特性提升无线通信系统的安全传输性能，同时与传统加密手段相比，计算复杂度大幅度降低。无线信道是

一种衰落信道 (Fading Channel), 受到大、小尺度衰落, 快、慢衰落, 频率选择性衰落和平坦衰落等因素的影响。在不同方差和均值条件约束下, 不同时间不同场景下的无线信道中各信道参数在一定范围内是随机的、不定的。无线信道的这种天然随机和震荡属性 (某种程度上, 也可以说是一种瑕疵) 反而为 PLS 技术在无线通信领域的产生和发展提供了优良的背景条件。1975 年, Wyner 提出和深入探究了窃听信道模型, 试图利用无线信道的天然“瑕疵”, 在不需共享密钥的条件下在物理层直接实现保密传输效果^[6]。并给出理论——在合法信道信噪比 (Signal-to-Noise Ratio, SNR) 优于窃听信道 SNR 条件下, 系统的正安全容量 (Positive Secrecy Capacity) 势必存在。在应用合适的窃听编码 (Wiretap Code) 前提下, 可以实现在保证窃听节点无法截取有用信息的同时, 无线通信系统以不高于安全容量的通信速率进行安全的信息传输。基于此, PLS 技术在无线通信领域中迅速兴起和发展, 成为传统加密措施的重要补充, 也开辟了提升无线信息安全传输性能的新道路。

1.1.1 无线衰落信道模型

PLS 技术在无线通信领域中的应用和研究本质上基于无线信道, 欲探究无线通信 PLS 问题, 无论是性能分析还是性能优化, 都必须事先声明所假设的无线信道模型。PLS 领域中常用的无线信道模型主要有三种: 瑞利 (Rayleigh) 无线衰落信道、莱斯 (Rician) 无线衰落信道和 Nakagami- m 无线衰落信道^[7]。

Rayleigh 信道是一种十分常见的无线衰落信道模型, 它适用于信源与信宿之间没有直达路径的无线传输场景, 如高楼林立的市区等。Rician 信道不同于 Rayleigh 信道, 适用于存在直达路径的无线通信场景。Nakagami- m 信道则是一种具有较高普适性的无线衰落信道模型。实验数据表明, Nakagami- m 信道模型更能与实际无线信道相匹配, 且无需考虑是否有直达路径存在的情况。其中, 参数 m 为衰落因子, 表示无线信道遭受衰落的严重程度。当 $m = 1$ 时, Nakagami- m 信道退化成 Rayleigh 信道。当 $m > 1$ 时, Nakagami- m 信道与 Rician 信道近似等效。因此, Rayleigh 信道和 Rician 信道可以看做是 Nakagami- m 信道的两种特例。

1.1.2 全双工技术

单工通信指的是通信双方只能扮演一种角色, 或者信源或者信宿, 且两者间的通信是单向的, 如有线电视系统、电台广播系统和闭路监控系统。半双工

(Half-Duplex, HD) 通信系统中的收发节点之间的信息交流是双向的, 即通信节点既可以扮演信源也可以扮演信宿, 但不能同时扮演这两种角色, 例如对讲机系统。不同于 HD 策略, 全双工 (Full-Duplex, FD) 技术允许通信双方同时进行信息的收发, 如电话、手机通信系统。HD 方案能够有效节省频率资源, 其本质是对同一频段在不同时间进行不同通信方向的使用。FD 虽能节约时间成本, 提升通信吞吐量, 但耗费频率资源, 其本质是在同一时间使用不同频段进行不同传输方向的通信。

FD 的技术优势会一定程度上遭受互干扰和/或自干扰的损害, 特别是在无线通信 PLS 领域应用广泛的同时同频 FD 方案^{[8]-[11]}。自干扰会严重降低同时同频 FD 系统的 SNR, 进而损害系统吞吐量和传输可靠性。为充分释放同时同频 FD 方案的性能潜力, 自干扰消除技术应运而生。近些年, 自干扰消除技术趋于成熟和充分, 能够将自干扰抑制到噪声水平^[12], 大大缓解了自干扰对同时同频 FD 技术的掣肘。主流的自干扰消除技术包括: 天线隔离、交叉极化、模拟域消除和数字域消除^{[13]-[16]}。

1.1.3 预编码技术

预编码技术的前提条件是通信节点装配含有多根天线的天线阵列, 无线通信预编码技术包含线性和非线性预编码两个大类。PLS 领域中, 破零 (Zero-Forcing)、最小均方误差 (Minimum Mean Square Error, MMSE) 和最大比发射 (Maximum Ratio Transmit, MRT) 是常用的线性预编码方法^[17]。非线性预编码方案 (如, 污纸编码等) 实现复杂度高, 且对应译码算法异常复杂, 通常需对多个非线性方程组进行运算。线性预编码实现容易, 仅需简单的线性检测技术便可实现译码。因此, 线性预编码方案是一种更常见的利用多天线分集 (Transmit Diversity) 来加权信息流以提升无线通信系统吞吐量的技术。为表述简洁, 如不做特殊说明, 本文中使用的预编码特指线性预编码技术。预编码又可根据预编码矩阵 (向量为一种常见特例) 的生成方式分类为: 基于码本和非基于码本的预编码。基于码本预编码的预编码矩阵在信宿端生成, 信宿将预编码矩阵序号 (Precoding Matrix Index, PMI) 通过反馈信道告知信源, 以便其从码本中选择对应的预编码矩阵。相反, 非基于码本预编码的预编码矩阵直接在信源端生成。值得注意的是, 上述两种预编码方式分别要求信宿端知晓必要的信道状态信息 (Channel State Information, CSI) 和信源端知晓必要的 CSI。

在采用频分双工（Frequency Division Duplexing, FDD）的无线通信系统中，上下行链路不在同一频带。信源不能采用导频方式获取下行 CSI，只能通过反馈获取下行 CSI 或 PMI；在采用时分双工（Time Division Duplexing, TDD）的无线通信系统中，上下行链路在同一频带，且存在信道互易性（Channel Reciprocity），信源能通过导频直接获取下行 CSI。

预编码技术的实现和性能表现分别受制于 CSI 能否获取及其准确程度。不完美 CSI 会造成信宿端合法信息检测错误（Estimation Error）的出现^{[18]-[20]}，将大大损害预编码方案的性能表现。

1.1.4 人工噪声加扰技术

人工噪声加扰技术是一种行之有效的 PLS 实现方案，其本质是将部分系统发射功率和硬件资源用于生成和广播人工噪声，在系统进行正常通信的过程中，干扰窃听节点对信息的截取。总的来说，主要有两大类人工噪声加扰方式：一是利用多天线合法收发节点处天线阵列的丰富空间自由度，二是采用外部友好加扰节点（Friendly Jammer, FJ）。就具体的操作难度来讲，后者的实现更具挑战性。因为，无线通信系统中的发射节点间存在严格的同步要求，而信源节点并不能有效率地控制外部 FJ，或者说这种控制存在误差和时延，势必对安全通信性能产生不利影响。因此，更为行之有效的基于收发节点处天线阵列丰富空间自由度的人工噪声加扰方案得到了更多的关注和研究。

预编码技术不仅用于提升无线通信系统吞吐量，也广泛应用于人工噪声的映射领域。人工噪声预编码（Artificial Noise Aided Precoding, ANP）就是一种利用预编码技术将人工噪声映射到合法信道零空间（Null Space）的技术^{[21]-[23]}。在信源端能够获取完美下行 CSI 假设下，多天线信源处 ANP 加扰方案可以在信源广播有用信息的同时，利用发射天线阵列的剩余空间自由度广播人工噪声。为实现在干扰窃听节点的同时不影响合法节点的信息接收质量，人工噪声应被巧妙地预编码到合法信道的正交子空间^{[24], [25]}。当然，作为一种预编码技术，信源端 ANP 加扰方案理想效果实现的前提是信源端能够获取完美下行 CSI。不完美 CSI 会造成人工噪声泄露问题^[20]，信源端广播的人工噪声会一定程度上干扰信宿节点的合法信息接收质量。文献[26]假设不完美 CSI 条件下，在多输入多输出（Multiple-Input Multiple-Output, MIMO）无线通信系统中提出并设计了一种稳健的波束形成（Beamforming）方案。文献[27]和文献[28]研究了量化信道反馈对

ANP 加扰方案性能表现的具体影响。文献[29]也就反馈为切入点，同时研究了信道训练对 ANP 加扰方案性能表现的影响，并在此基础之上，提出了一种联合优化方案。为最大化 ANP 无线传输系统的遍历安全速率性能，文献[30]和文献[31]研究并给出了最优功率分配 (Optimal Power Allocation, OPA) 方案。文献[32]分别在已知和未知窃听信道 CSI 两种条件下，研究了解码转发 (Decode-and-Forward, DF) 中继无线传输网络中的 OPA 问题，并给出具体的 OPA 解决方案。不同于 DF 中继策略，文献[33]在放大转发 (Amplify-and-Forward, AF) 中继无线传输系统中，探讨了遍历安全容量 (Ergodic Secrecy Capacity, ESC) 和安全中断概率 (Secrecy Outage Probability, SOP) 的渐近安全性能表现。考虑到一种信源和信宿间直达链路存在的应用场景，文献[34]研究了一种没有任何加扰方案的 AF 中继网络的安全速率表现。

另外一种常见的人工噪声加扰方式为目的端加扰 (Destination-Based Jamming, DBJ) [21]。半双工 DBJ (HD-DBJ) 方案在不同的时隙分别接收有用信息和发射人工噪声，全双工 DBJ (FD-DBJ) 方案采用同时同频 FD 策略，在接收有用信息的同时，广播人工噪声[35]-[39]。Li 等[35]率先提出 FD-DBJ 方案，同时证明了 FD-DBJ 相比于信源端发射人工噪声方案的诸多优越性。Akgun 等[36]将 FD-DBJ 拓展到含有两个目的节点的无线通信场景，结合信源端的协作加扰，在考虑统计窃听 CSI 条件下，提出并解决了最大化系统安全总速率的性能优化问题。Li 等[37]在 MIMO FD-DBJ 无线传输系统中，在合法节点已知瞬时窃听 CSI 条件下，为解决最大化系统安全自由度 (Secure Degrees of Freedom, SDoF) 的安全性能优化问题，给出了多天线目的端最优天线选择方案和最优预编码矩阵设计。Masood 等[38]在 MIMO 多窃听节点和多目的节点 FD-DBJ 无线通信场景中，在合法节点已知完美窃听 CSI 条件下，研究了一种安全速率优化问题。Zheng 等[39]在单输入多输出 (Single-Input Multiple-Out, SIMO) FD-DBJ 无线通信系统中，考虑自干扰的影响，联合优化了系统发射和接收波束形成问题。

1.1.5 天线模式切换技术

多天线节点的天线阵列具有丰富的空间自由度，有潜力显著提升无线通信系统的传输性能表现。当多天线目的端每根天线的工作模式未被提前指定，也就是，任意一根天线都有能力工作在信息发射模式或信息接收模式，通过天线模式切换 (Antenna Mode Switching, AMS) 技术可大幅度提升系统性能表现。文

献[12]在 MIMO FD-DBJ 无线传输系统中, 提出并解决了波束形成、AMS 和功率分配的联合优化问题。文献[37]为最大化系统 SDoF, 从系统整体角度优化了 FD-DBJ 处的天线分配, 能够根据实际参数分别输出最优的收发天线集合天线数量。文献[40]对 AMS 方案和功率分配因子进行了联合优化, 以最大化无线携能传输 (Simultaneous Wireless Information and Power Transfer, SWIPT) 系统的可达速率。文献[41]中, 作者针对双向 FD 无线传输系统, 利用 AMS 技术设计了一种能够最大化系统总速率和最小化系统误符号率的发射和接收天线对选择策略。文献[42]考虑了一种广义 MIMO 无线传输场景, 提出了一种增强双向 FD MIMO 系统总速率性能表现的 AMS 解决方案。

1.2 国内外研究现状

人工噪声加扰技术是一种提升无线通信系统信息传输安全性能的行之有效策略。噪声信号能够在一定程度上干扰窃听节点的信号接收质量, 从而降低合法节点间交互的保密信息被截取的概率。因此, 在国内外研究通信安全的业界受到了长期且广泛的关注。

人工噪声加扰技术主要分为两大类: 外部加扰和内部加扰。外部加扰节点不参与无线信息的交互, 负责广播人工噪声。外部加扰策略主要依靠 FJ, FJ 通过适时广播精心设计的人工噪声信号实现对窃听节点的有效干扰。并且, 在一定程度上将人工噪声对合法节点的影响降到最低。同时, FJ 发射的人工噪声对有能量采集 (Energy Harvesting, EH) 能力的合法节点十分有利。合法节点可利用 EH 技术收集 FJ 人工噪声信号所携带的能量为自身供能。对应地, 具有 EH 能力的 FJ 也可以采集其他通信节点所发出无线信号携带的能量。文献[43]研究了多天线 FJ 在 AF 中继无线传输网络中的应用, FJ 具有 EH 功能。在中继节点和 FJ 发射功率受限的情况下, 解决了一种最大化系统安全速率的性能优化问题。针对完美 CSI 和不完美 CSI 获取条件, 分别给出了对应的最优解决方案和低复杂度的次优解决方案; 文献[44]探究了 AF 非可信 EH 中继无线传输系统在 FJ 加扰下的安全传输性能。推导并给出了遍历安全总速率 (Ergodic Secrecy Sum Rate, ESSR) 在高 SNR 条件下的下限闭合表达式。同时, 给出了渐近 ESSR 分析; 文献[45]针对多输入单输出多天线窃听节点 (Multiple-Input Single-Output Multiple-Antenna-Eavesdropper, MISOME) 无线通信网络, 分析了地理位置随机

分布的多个 FJ 对系统安全传输性能的提升效果。在多天线基站发射保密信息和人工噪声的同时，精巧地选取部分 FJ 来进一步提升系统安全传输性能。在已知完美 CSI 假设下，建立了基站和 FJ 间的斯塔克尔伯格博弈 (Stackelberg Game) 模型。进一步，给出了一种策略迭代算法解决该博弈论问题并给出最优解；文献[46]为帮助无线通信网络抵抗窃听节点的信息截取，提出了一种中继和加扰节点联合选择 (Joint Relay and Jammer Selection, JRJS) 策略。为最大化 JRJS 策略的安全速率，研究了信源、中继和 FJ 间的功率分配问题，并推导了次优功率分配方案的相关闭合表达式。

不同于外部加扰，内部加扰节点直接或间接地参与无线信息的交互过程。信源端 ANP 和 DBJ 是两种重要的内部加扰方案，受到了广泛的关注。信源端 ANP 策略允许信源在发射有用信息的同时广播人工噪声，以提升无线通信网络安全传输性能。文献[47]研究了一种 MIMO 非可信双向中继无线传输场景，信源采用 ANP 策略。在信源和中继总发射功率受限的前提下，通过联合设计信源处有用信息和人工噪声的预编码矩阵达到最大化系统安全总速率的目的。在已知完美 CSI 条件下，将问题转化为凸规划并给出能输出本地最优解的基于约束凹凸过程 (Constrained Concave-Convex Procedure, CCCP) 的迭代算法。在已知不完美 CSI 条件下，给出了一种基于加权最小均方误差 (Weighted Minimum Mean Square Error, WMMSE) 准则的方法来解决鲁棒安全预编码问题；文献[48]探究了毫米波 (Millimeter-Wave, mmWave) MISO 无线通信系统的 PLS 问题。在仅知部分 CSI 假设下，推导了窃听节点处平均 SNR 的统计特性相关闭合表达式。基于此，推导了系统安全速率的下界闭合表达式。进一步，给出了一种最大化系统安全速率下界的低复杂度 ANP 预编码设计；在可见光通信 (Visible Light Communication, VLC) 领域，文献[49]为提升 VLC 通信系统的信息安全传输性能，设计了针对合法节点和窃听节点处信干噪比 (Signal-Interference-Noise Ratio, SINR) 的最优 ANP 加扰策略。目的节点处的 DBJ 方案按不同双工方式分为 HD-DBJ 和 FD-DBJ，HD-DBJ 方案广义上在一个时隙专注于合法信息的接收，另一时隙则广播人工噪声。FD-DBJ 允许多天线目的节点在接收合法信息的同时广播人工噪声，大大提升无线资源的利用效率。但是，FD-DBJ 方案会不可避免地受到自干扰的影响。文献[50]系统地研究了 HD-DBJ 和 FD-DBJ。在非可信中继无线传输系统中，针对 HD-DBJ 和 FD-DBJ 方案分别设计了最优目的端收发天线对选择方案。推导了 FD-DBJ 方案的近似平均可达安全速率 (Average

Achievable Secrecy Rate, ASR) 闭合表达式和 HD-DBJ 方案精确 ASR 闭合表达式。进一步, 研究了 HD-DBJ 和 FD-DBJ 在大规模天线阵列条件下的安全性能表现^[51]。推导了 FD-DBJ 方案的 OPA 因子闭合表达式。最后, 在不同极端假设下, 分别给出了 HD-DBJ 和 FD-DBJ 两种方案 SOP 的渐近安全性能分析。在高 SNR 域, 分别计算出了 HD-DBJ 和 FD-DBJ 两种方案的安全分集阶数 (Secrecy Diversity Order, SDO); 文献[52]在包含多个非可信 AF 中继的协作网络中研究了 FD-DBJ 方案的安全性能。在考虑多天线目的节点处自干扰存在的前提下, 推导了系统近似 SOP 的闭合表达式, 分析了系统安全传输性能; 文献[53]研究了能量受限 SWIPT 无线传输网络的安全传输性能。具有 EH 功能的 FD 多天线目的节点在采集能量供给自身的同时广播人工噪声, 以提升系统安全传输效果。推导了 FD-DBJ 系统连接中断概率 (Connection Outage Probability, COP)、SOP 和安全吞吐量 (Secrecy Throughput, ST) 的精确和渐近闭合表达式。为最大化 ST, 设计并给出了最优时间分配策略。

近些年, 无人机 (Unmanned Aerial Vehicle, UAV) 广泛应用于各种形式的无线通信场景中。为解决 UAV 无线通信网络中的信息传输安全问题, PLS 技术在 UAV 通信场景中的应用受到了越来越多关注。在 UAV 充当 FJ 的认知无线电 (Cognitive Radio, CR) 网络中, 文献[54]研究了该系统的安全传输性能优化问题。为在满足给定主要用户处干扰阈值条件下最大化系统安全速率, 设计了一种系统发射功率和 UAV 行动轨迹的联合优化方案。通过连续凸逼近 (Successive Convex Approximation, SCA) 算法给出上述联合优化问题的本地最优解; 文献[55]在 UAV 充当移动中继 (Mobile Relaying) 的无线通信场景中, 研究了最大化系统安全速率的性能优化问题。为解决该优化问题, 设计并给出了一种符合 Karush-Kuhn-Tucker (KKT) 点收敛特性的基于凹形差分 (Difference of Concave, DC) 程序的迭代算法。该迭代算法在每个 DC 迭代步骤中会产生注水 (Water-Filling-Based) 解, 因此是十分有效率的; 文献[56]将随机几何应用到 UAV 无线 mmWave 通信系统, UAV 的位置分布服从马特兰核心点过程 (Matérn Hardcore Point Process, MHCPP)。提出了部分 UAV 用于发送人工噪声的传输策略来提升系统安全传输性能。并且研究了 Nakagami- m 信道下系统的三维天线增益 (3-D Antenna Gain) 问题。目前, 关于人工噪声加扰方案在 UAV 无线通信网络中应用的研究正处在萌芽阶段, 将人工噪声加扰技术应用到 UAV 无线通信系统是一个十分有意义和有前景的研究方向。

1.3 内容与创新

业界关于人工噪声用于提升无线通信系统安全传输效果的性能优化和性能分析研究蓬勃发展，涉及到很多领域和知识。本文详细且深入地研究了人工噪声在三种不同场景下的安全性能分析和优化问题。首先，在多天线 FD-DBJ 无线传输网络中研究了系统安全性能优化问题。其次，对采用信源处 ANP 的 FD 中继无线传输系统进行了安全性能分析。最后，针对 UAV 无线传输网络，分析了 FD-DBJ 策略对该系统的安全性能影响。

本文主要创新点概括如下：

- 1) 研究内容所使用的假设条件较切合实际应用场景，得出的结论和相应的分析对实际操作具有较强指导意义。具体体现在，考虑了两种窃听 CSI（统计窃听 CSI 和瞬时窃听 CSI）的获取情况，考虑了不完美 CSI 对 ANP 加扰方案的影响，考虑了中继处自干扰信道对系统安全性能的左右，考虑了切合实际的地对空信道——Nakagami- m 无线衰落信道。
- 2) 上述切合实际的系统应用背景假设使得系统参数闭合表达式和优化策略变得异常复杂，甚至难以解决。为应对此，本文进行跨学科研究。从数值分析学科中借鉴高斯-拉盖尔正交法来克服相应闭合表达式的不可解析性。使用杰森不等式和“最坏情况”考虑来合理分解和简化优化问题，以设计可行的系统优化方案。
- 3) 大规模天线阵列系统安全性能分析给出了多天线节点天线数目巨大时的系统性能闭合表达式，简化了大规模天线阵列条件下系统安全性能分析的复杂度。为分析无线通信系统在极端条件下的安全性能趋势和走向。推导了多种极限条件下的系统性能参数渐近闭合表达式，并且给出相应的渐近安全性能分析。

1.4 论文结构

第1章为绪论。扼要介绍了研究背景、无线衰落信道模型、FD 技术、预编码技术、人工噪声加扰技术和 AMS 技术。同时，明确了国内外研究现状和本文主要研究内容与创新。

第2章详细建模并分析了 FD-DBJ 安全传输系统中的 AMS 问题。针对两种窃听 CSI 获取情况，设计并给出了一种能最大化系统可达安全速率的低复杂度

两步走的联合优化方案。具体地，推导了具有普适性的系统 OPA 因子闭合表达式，并给出了详细的 AMS 优化算法。最后，给出了复杂度分析，证明了所提联合优化方案的低复杂度特性。

第 3 章研究了 FD 中继系统 ANP 方案安全性能分析问题。在充分考虑不完全 CSI 和中继处自干扰的影响下，推导了系统 EASR 的相关闭合表达式。同时，为揭示大规模天线条件下的安全性能，给出了大规模天线安全性能分析。为获取一些简洁有意义的结论，给出了两种极端情况下的渐近安全性能分析。

第 4 章深入探索了 FD-DBJ 在 UAV 无线通信系统中的应用。照顾到不完全自干扰消除和考虑到 Nakagami- m 信道模型，推导了主要参数的统计特性闭合表达式。进一步，给出了 EASR 和 SOP 的相关表达式。最后，给出了极端情况下的渐近安全性能分析。根据推导的相关表达式，深入剖析了各系统参数对 UAV 无线通信系统安全传输性能的影响。

第 5 章总结了本论文并指出有价值和有潜力的未来研究重点。

第 2 章 全双工目的端加扰安全传输系统中的天线模式切换

FD-DBJ 技术能够在接收有用信息的同时广播人工噪声，从而提升无线通信系统的安全传输性能。在多天线信宿端，部分天线工作于接收模式，用于接收来自信源端的有用信息。另外一部分天线工作于发射模式，用于广播人工噪声信号，以干扰潜在窃听节点。绝大多数对 FD-DBJ 方案的研究都是基于一个前提——多天线信宿端天线工作模式固定且不可改变。不同于他们，为充分且灵活地利用目的端天线阵列的丰富空间自由度，本章深入探究一种灵巧的场景——多天线信宿端所有天线工作模式不预先指定且皆可在接收和发射两种工作模式间自由切换。因此，如何设计高效且灵活的 AMS 方案十分具有挑战性。本章的主要贡献有：

- 1) 为最大化系统可达安全速率，基于动态 AMS 技术和 OPA 方案，设计了一种低复杂度、两步走的联合优化方案。
- 2) 在两种不同的窃听 CSI（瞬时窃听 CSI 或统计窃听 CSI）可知情况下，通过讨论系统 SNR 凹凸性和使用 KKT 条件，推导了适用于所有收发天线集合对的 OPA 因子闭合表达式。
- 3) 为验证联合优化方案的低复杂度优势，给出了复杂度分析。同时，证明了 AMS 和 OPA 相互间的独立性，即各自可单独提供部分性能增益。

2.1 系统模型

图 2.1 展示了本章探究的 FD-DBJ 无线传输模型，包括一个单天线信源 (S)、一个多天线 FD 信宿端 (D) 和一个单天线被动窃听节点 (E)。记 A_T 和 A_R 分别表示含有 N_{D_t} 根发射天线和 N_{D_r} 根接收天线的天线集合。其中， $N_{D_t} + N_{D_r} = N_D$ ， N_D 表示信宿端的总天线数。信道 $S \rightarrow D$ 、 $S \rightarrow E$ 和 $D \rightarrow E$ 分别表述为 $\mathbf{h}_{SD} = [h_{S1}, h_{S2}, \dots, h_{SN_{D_r}}]^T$ 、 g_{SE} 和 $\mathbf{g}_{DE} = [g_{1E}, g_{2E}, \dots, g_{N_{D_t}E}]$ 。其中， h_{Si} 是信源和集合 A_R 中第 i 根接收天线间的信道参数。同理， g_{jE} 为集合 A_T 中第 j 根发射天线与窃听节点间的信道参数，且存在 $i = 1, \dots, N_{D_r}$ 和 $j = 1, \dots, N_{D_t}$ 。所有的信道链路皆建模为块衰落瑞利衰落信道 (Block Rayleigh Fading Channel)，即信道在一个相干时间内保持静态，在不同相干时间之间独立变化。信道参数悉为独立同分布零均值循环对称复高斯 (Circularly Symmetric Complex Gaussian,

CSCG) 变量, 且平均信道增益分别为 $E\{|h_{Si}|^2\} = \Omega_{SD}$ 、 $E\{|g_{jE}|^2\} = \Omega_{DE}$ 和 $E\{|g_{SE}|^2\} = \Omega_{SE}$ 。本模型中, 限制系统总发射功率为 $P_S + P_D = P$ 。其中, $P_S = \alpha P$ 表示信源发射功率, P_D 代表信宿发射功率, α 为功率分配因子。

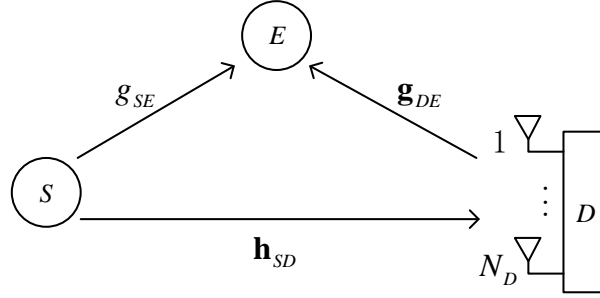


图 2.1 FD-DBJ 无线传输模型

假设信源和信宿熟知合法信道瞬时 CSI, 且可通过某些检测技术获取一定程度的窃听 CSI。本模型考虑两种信源和信宿对窃听 CSI 的获取情况, 具体为:

- 1) 瞬时窃听 CSI: 合法节点已知瞬时窃听 CSI 是一种 PLS 研究中十分常见的假设^{[57]-[60]}。当窃听节点为无线通信网络上的活跃用户 (已注册但未被授权), 合法节点可通过反馈链路获取瞬时窃听 CSI^[61]。
- 2) 统计窃听 CSI: 窃听信道的统计特性, 包括其信道增益的平均值, 可以被合法节点通过一定技术手段获取^{[62], [63]}。例如, 合法节点能够通过长期监控 (Long-term Monitoring) 的手段来集成统计窃听 CSI^[62]。

基于 FD-DBJ 策略, 在信源发射有用信息的同时, 信宿端利用 N_{D_r} 根发射天线广播人工噪声以干扰窃听节点, 其余的 N_{D_r} 根天线负责完成有用信息的接收工作。通过先进的自干扰消除技术, 信宿端有能力将自干扰抑制到噪声级别^[12]。因此, 本模型不考虑自干扰对系统性能的影响, 这在关于信息论为导向的性能分析研究中是一种常见的考量^{[12], [35], [64], [65]}。为最大化接收信号的 SNR, 信宿端采用最大比合并 (Maximum Ratio Combining, MRC) 方案。信宿接收到的信号可表示为:

$$\begin{aligned} y_D &= \frac{\mathbf{h}_{SD}^H}{\|\mathbf{h}_{SD}\|} (\mathbf{h}_{SD} x_S + \mathbf{n}_D) \\ &= \|\mathbf{h}_{SD}\| x_S + \frac{\mathbf{h}_{SD}^H \mathbf{n}_D}{\|\mathbf{h}_{SD}\|} \end{aligned} \quad (2.1)$$

其中, $x_S \sim \text{CN}(0, \alpha P)$ 表示信源发出的有用信号, $\mathbf{n}_D \sim \text{CN}(0, \mathbf{I})$ 为信宿端的加

性高斯白噪声 (Additive White Gaussian Noise, AWGN)。

在合法节点已知瞬时窃听 CSI 的情况下, 信宿端有条件对人工噪声进行预编码。信宿端广播的人工噪声记为 v , 本质上是一个零均值、方差为 $\sigma_v^2 = (1-\alpha)P$ 的复高斯随机变量。为最大化人工噪声对窃听节点的干扰作用, 本模型中信宿端采用最大比发射 (Maximum Ratio Transmitting, MRT) 预编码方案广播人工噪声。窃听节点处收到的信号可表示为:

$$\begin{aligned} y_E^I &= g_{SE}x_S + \mathbf{g}_{DE} \frac{\mathbf{g}_{DE}^H}{\|\mathbf{g}_{DE}\|} v + n_E \\ &= g_{SE}x_S + \|\mathbf{g}_{DE}\| v + n_E \end{aligned} \quad (2.2)$$

其中, $n_E \sim \text{CN}(0,1)$ 为 AWGN, 上标“ I ”表示“瞬时窃听 CSI”。

当合法节点只能获取统计窃听 CSI 时, 任何预编码方案都不再适用, 信宿端只能单纯地发射人工噪声。此时, 人工噪声向量记为 $\mathbf{v} \in \mathbb{C}^{N_{Dt} \times 1}$, \mathbf{v} 中所有元素皆为独立同分布的零均值复高斯随机变量。由于人工噪声功率被平均分配给 N_{Dt} 个噪声元素, 有 $\sigma_v^2 = (1-\alpha)P/N_{Dt}$ 成立。窃听端接收到的信息可表述为:

$$y_E^S = g_{SE}x_S + \mathbf{g}_{DE}\mathbf{v} + n_E \quad (2.3)$$

其中, 上标“ S ”代表“统计窃听 CSI”。

基于式(2.1)、(2.2)和(2.3), 信宿端和窃听节点处的接收 SNR 可分别计算为:

$$\gamma_D = \alpha P \gamma_{SD}^{A_R} \quad (2.4)$$

$$\gamma_E^I = \begin{cases} \frac{\alpha P \gamma_{SE}}{(1-\alpha) P \gamma_{DE}^{A_T} + 1}, & N_{Dt} \geq 1 \\ P \gamma_{SE}, & N_{Dt} = 0 \end{cases} \quad (2.5)$$

$$\gamma_E^S = \begin{cases} \frac{\alpha P \gamma_{SE}}{\frac{(1-\alpha) P}{N_{Dt}} \gamma_{DE}^{A_T} + 1}, & N_{Dt} \geq 1 \\ P \gamma_{SE}, & N_{Dt} = 0 \end{cases} \quad (2.6)$$

其中, $\gamma_{SD}^{A_R} = \sum_{i=1}^{N_{Dr}} |h_{Si}|^2$ 、 $\gamma_{DE}^{A_T} = \sum_{j=1}^{N_{Dt}} |g_{jE}|^2$ 和 $\gamma_{SE} = |g_{SE}|^2$ 。当 $N_{Dt} = 0$ 时, 在两种不同的窃听 CSI 已知情况下, 信宿端都没有任何天线工作于人工噪声广播模式。此时, 所有的系统发射功率理应被分配给信源, 也就是 $\alpha = 1$ 。进一步, 当 $N_{Dt} = 0$ 时, 有 $\gamma_E^I = \gamma_E^S = P \gamma_{SE}$ 成立。

2.2 可达安全速率优化

2.2.1 瞬时窃听 CSI 条件下的最优功率分配方案

在瞬时窃听 CSI 可被合法节点获取的情况下, 可达安全速率表达式为^{[5], [66]}:

$$\begin{aligned}
 R_S^I &= \max \{0, R_D - R_E^I\} \\
 &= \max \{0, \log_2(1 + \gamma_D) - \log_2(1 + \gamma_E^I)\} \\
 &= \max \{0, \log_2(\Lambda^I)\}
 \end{aligned} \tag{2.7}$$

其中, 有

$$\Lambda^I = \frac{1 + \gamma_D}{1 + \gamma_E^I} \tag{2.8}$$

最大化可达安全速率的优化问题可建模为:

$$\begin{aligned}
 (P1): \quad & \max_{\alpha, A_T, A_R} \log_2(\Lambda^I) \\
 & s.t. \ 0 \leq \alpha \leq 1, \\
 & \quad N_{Dr} \geq 1, \\
 & \quad N_{Dt} \geq 0, \\
 & \quad N_{Dt} + N_{Dr} = N_D.
 \end{aligned} \tag{2.9}$$

由于对数函数是单调递增的, 对给定的收发天线集合对, 优化问题 (P1) 可等价于优化问题 (P2) ^[67], 如下:

$$\begin{aligned}
 (P2): \quad & \max_{\alpha, A_T, A_R} \Lambda^I \\
 & s.t. \ 0 \leq \alpha \leq 1, \\
 & \quad N_{Dr} \geq 1, \\
 & \quad N_{Dt} \geq 0, \\
 & \quad N_{Dt} + N_{Dr} = N_D.
 \end{aligned} \tag{2.10}$$

值得一提的是, 优化问题 (P2) 是关于变量 α 的非线性凹凸性不定函数, 这一性质将在后续定理一中给出证明。为使优化问题 (P2) 在数学上可解, 本章提出了一个两步走的联合优化方案。具体为: 第一步, 针对特定的收发天线集合对, 计算出 OPA 因子的闭合表达式。第二步, 设计用于计算最优收发天线集合对的 AMS 算法。下面, 给出一个有助于推导 OPA 因子闭合表达式的引理。

引理一: 对任意给定的收发天线集合对 (也就是, AMS 算法中任意一个可

能的解), 当 $\gamma_{SE} \leq \gamma_{SD}^{\text{AR}}$ 时, 正安全速率在任意的 $\alpha \in (0,1]$ 条件下总是存在。此时, 系统可达安全速率可表示为:

$$R_S^I = \log_2(\Lambda^I), \quad 0 \leq \alpha \leq 1 \quad (2.11)$$

当 $\gamma_{SD}^{\text{AR}} < \gamma_{SE} < \gamma_{SD}^{\text{AR}} \gamma_{DE}^{\text{AT}} P + \gamma_{SD}^{\text{AR}}$ 时, 可达安全速率计算为:

$$R_S^I = \begin{cases} 0, & 1 + \frac{\gamma_{SD}^{\text{AR}} - \gamma_{SE}}{P\gamma_{SD}^{\text{AR}} \gamma_{DE}^{\text{AT}}} < \alpha \leq 1 \\ \log_2(\Lambda^I), & 0 \leq \alpha \leq 1 + \frac{\gamma_{SD}^{\text{AR}} - \gamma_{SE}}{P\gamma_{SD}^{\text{AR}} \gamma_{DE}^{\text{AT}}} \end{cases} \quad (2.12)$$

当 $\gamma_{SE} \geq \gamma_{SD}^{\text{AR}} \gamma_{DE}^{\text{AT}} P + \gamma_{SD}^{\text{AR}}$ 时, 对任意的 $\alpha \in [0,1]$, 都有 $R_S^I = 0$ 。

对 $N_{Dt} = 0$ 这个特例, 当 $\gamma_{SE} < \gamma_{SD}^{\text{AR}}$ 时, $R_S^I = \log_2(\Lambda^I)$ 。当 $\gamma_{SE} \geq \gamma_{SD}^{\text{AR}}$, $R_S^I = 0$ 。

证明: 在已知瞬时窃听 CSI 和给定收发天线集合条件下, Λ^I 严格大于 1, 也就是 $\gamma_D > \gamma_E^I$ 与存在正安全速率等价。进一步, 正安全速率总是存在的充分必要条件可写为:

$$\alpha P \gamma_{SD}^{\text{AR}} > \frac{\alpha P \gamma_{SE}}{(1-\alpha) P \gamma_{DE}^{\text{AT}} + 1} \quad (2.13)$$

上述不等式可进一步化简为:

$$\alpha < 1 + \frac{\gamma_{SD}^{\text{AR}} - \gamma_{SE}}{P\gamma_{SD}^{\text{AR}} \gamma_{DE}^{\text{AT}}} \quad (2.14)$$

当 $\gamma_{SE} \leq \gamma_{SD}^{\text{AR}}$ 时, 式(2.14)对 $0 < \alpha \leq 1$ 总是成立。此时, 正安全速率总是存在。为满足 $\alpha \geq 0$, 式(2.14)中不等号右侧部分应受限于:

$$1 + \frac{\gamma_{SD}^{\text{AR}} - \gamma_{SE}}{P\gamma_{SD}^{\text{AR}} \gamma_{DE}^{\text{AT}}} > 0 \quad (2.15)$$

进一步, 式(2.15)可化简为 $\gamma_{SE} < \gamma_{SD}^{\text{AR}} \gamma_{DE}^{\text{AT}} P + \gamma_{SD}^{\text{AR}}$ 。

当 $\gamma_{SD}^{\text{AR}} < \gamma_{SE} < \gamma_{SD}^{\text{AR}} \gamma_{DE}^{\text{AT}} P + \gamma_{SD}^{\text{AR}}$ 时, 只有在 $0 \leq \alpha \leq 1 + (\gamma_{SD}^{\text{AR}} - \gamma_{SE}) / (P\gamma_{SD}^{\text{AR}} \gamma_{DE}^{\text{AT}})$ 条件下, 系统正安全速率存在。根据式(2.7), 在 $1 + (\gamma_{SD}^{\text{AR}} - \gamma_{SE}) / (P\gamma_{SD}^{\text{AR}} \gamma_{DE}^{\text{AT}}) < \alpha \leq 1$ 情况下, 可达安全速率应被强制置为 0。

当 $\gamma_{SE} \geq P\gamma_{SD}^{\text{AR}} \gamma_{DE}^{\text{AT}} + \gamma_{SD}^{\text{AR}}$ 时, 条件 $\alpha \geq 0$ 不能被满足。此时, 正安全速率在 $0 < \alpha \leq 1$ 上不可能存在。因此, 对 $0 \leq \alpha \leq 1$, 有 $R_S^I = 0$ 。

对于特例 $N_{D_t} = 0$ ，有相似的结论。为表述简洁，在此省略。证毕。

在合法节点能够获取瞬时窃听 CSI 的情况，下述定理给出适用于任意收发天线集合对的 OPA 因子闭合表达式。

定理一：针对任意给定 AMS 可能的解，在已知瞬时窃听 CSI 条件下，式(2.8)关于 α 的凹凸性不定。当 $\Gamma \leq 0$ 时，式(2.8)是关于 α 的凹函数 (Concave Function)。当 $\Gamma > 0$ 时，式(2.8)是关于变量 α 的凸函数 (Convex Function)。其中， $\Gamma = \gamma_{SE} - (\gamma_{DE}^{\text{A}_T} + \gamma_{SD}^{\text{A}_R} + \gamma_{SD}^{\text{A}_R} \gamma_{DE}^{\text{A}_T} P)$ 。对 $N_{D_t} \geq 1$ ，OPA 因子闭合表达式可推导为：

$$\alpha_{\text{A}_T}^{I*} = \begin{cases} \min \left(\frac{\gamma_{SD}^{\text{A}_R} \gamma_{DE}^{\text{A}_T} P (1 + P \gamma_{DE}^{\text{A}_T}) - \Psi}{\gamma_{SD}^{\text{A}_R} \gamma_{DE}^{\text{A}_T} P^2 (\gamma_{DE}^{\text{A}_T} - \gamma_{SE})}, 1 \right), & \begin{aligned} & \gamma_{SE} < \gamma_{SD}^{\text{A}_R} \gamma_{DE}^{\text{A}_T} P + \gamma_{SD}^{\text{A}_R} \\ & \&\& \gamma_{DE}^{\text{A}_T} - \gamma_{SE} \neq 0 \end{aligned} \\ \text{不存在最优功率分配因子}, & \gamma_{SE} \geq \gamma_{SD}^{\text{A}_R} \gamma_{DE}^{\text{A}_T} P + \gamma_{SD}^{\text{A}_R} \\ \min \left(\frac{1}{2} + \frac{\gamma_{SD}^{\text{A}_R} - \gamma_{SE}}{2 \gamma_{SD}^{\text{A}_R} \gamma_{SE} P}, 1 \right), & \begin{aligned} & \gamma_{SE} < \gamma_{SD}^{\text{A}_R} \gamma_{DE}^{\text{A}_T} P + \gamma_{SD}^{\text{A}_R} \\ & \&\& \gamma_{DE}^{\text{A}_T} - \gamma_{SE} = 0 \end{aligned} \end{cases} \quad (2.16)$$

其中，

$$\Psi = \sqrt{\gamma_{SD}^{\text{A}_R} \gamma_{DE}^{\text{A}_T} \gamma_{SE} P^2 (1 + \gamma_{DE}^{\text{A}_T} P) [\gamma_{DE}^{\text{A}_T} + \gamma_{SD}^{\text{A}_R} - \gamma_{SE} + \gamma_{SD}^{\text{A}_R} \gamma_{DE}^{\text{A}_T} P]} \quad (2.17)$$

证明：在已知瞬时窃听 CSI 条件下，式(2.8)的二阶导数可计算为：

$$\frac{\partial^2 \Lambda^I}{\partial \alpha^2} = \Theta \cdot \Gamma \quad (2.18)$$

其中，

$$\Theta = \frac{2P^2 \gamma_{SE} (1 + P \gamma_{DE}^{\text{A}_T})}{(1 + (1 - \alpha) P \gamma_{DE}^{\text{A}_T} + \alpha P \gamma_{SE})^3} \quad (2.19)$$

注意，式(2.19)取值总是为正数。因此，式(2.8)的凹凸性只取决于变量 Γ 。

当 $\Gamma > 0$ 时，公式(2.8)是关于变量 α 的严格凸函数。有如下关系成立：

$$\gamma_{SE} > \gamma_{SD}^{\text{A}_R} + \gamma_{SD}^{\text{A}_R} \gamma_{DE}^{\text{A}_T} P + \gamma_{DE}^{\text{A}_T} > \gamma_{SD}^{\text{A}_R} + \gamma_{SD}^{\text{A}_R} \gamma_{DE}^{\text{A}_T} P \quad (2.20)$$

依据引理一，此时无正安全速率。故， $\Gamma > 0$ 的情况在优化过程中可被忽略。

当 $\Gamma \leq 0$ 时，式(2.8)是关于 α 的凹函数。此时有：

$$\gamma_{SE} \leq \gamma_{SD}^{\text{A}_R} + \gamma_{SD}^{\text{A}_R} \gamma_{DE}^{\text{A}_T} P + \gamma_{DE}^{\text{A}_T} \quad (2.21)$$

回顾引理一，发现当 $\gamma_{SD}^{\text{A}_R} \gamma_{DE}^{\text{A}_T} P + \gamma_{SD}^{\text{A}_R} \leq \gamma_{SE} \leq \gamma_{SD}^{\text{A}_R} + \gamma_{SD}^{\text{A}_R} \gamma_{DE}^{\text{A}_T} P + \gamma_{DE}^{\text{A}_T}$ 时，正安全速

率不可能达成。也就是对于 $0 \leq \alpha \leq 1$ ，有 $R_S = 0$ 始终成立。所以，情况 $\gamma_{SD}^{A_R} \gamma_{DE}^{A_T} P + \gamma_{SD}^{A_R} \leq \gamma_{SE} \leq \gamma_{SD}^{A_R} + \gamma_{SD}^{A_R} \gamma_{DE}^{A_T} P + \gamma_{DE}^{A_T}$ 在优化过程中也应被搁置。

综上，当 $\gamma_{SE} \geq \gamma_{SD}^{A_R} \gamma_{DE}^{A_T} P + \gamma_{SD}^{A_R}$ 时，对于 $0 \leq \alpha \leq 1$ ，始终有 $R_S = 0$ 成立。因此，在这种情况下，对于 $\alpha \in [0, 1]$ ，不存在 OPA 因子。

反之，当 $\gamma_{SE} \leq \gamma_{SD}^{A_R}$ 时，式(2.8)是关于变量 α 的严格凹函数。又，所有可能的收发天线集合对分布于一个关于 α 的凸集中。因此，KKT 条件^[68]可以用来推导 OPA 因子的闭合表达式。进一步，构建拉格朗日函数，如下：

$$L'(\alpha, \mu) = \Lambda' - \mu(\alpha - 1) \quad (2.22)$$

其中， $\mu \geq 0$ 是与限制条件 $\alpha - 1 \leq 0$ 有关的拉格朗日乘子。进一步，KKT 条件可罗列为：

$$\frac{\partial L'(\alpha, \mu)}{\partial \alpha} = \frac{\partial \Lambda'}{\partial \alpha} - \mu = 0 \quad (2.23)$$

$$\mu(\alpha - 1) = 0 \quad (2.24)$$

$$\alpha - 1 \leq 0 \quad (2.25)$$

公式(2.23)中， $\partial \Lambda' / \partial \alpha$ 可详细表示为：

$$\frac{\partial \Lambda'}{\partial \alpha} = \frac{P\Phi}{\left[1 + (1 - \alpha)P\gamma_{DE}^{A_T} + \alpha P\gamma_{SE}\right]^2} \quad (2.26)$$

其中，有：

$$\Phi = -\gamma_{SE} \left(1 + P\gamma_{DE}^{A_T}\right) + \gamma_{SD}^{A_R} \left[1 + (1 - \alpha)^2 P^2 \gamma_{DE}^{A_T^2} + 2P\gamma_{DE}^{A_T} - \alpha P\gamma_{DE}^{A_T} (2 + \alpha P\gamma_{SE})\right] \quad (2.27)$$

上述 KKT 条件共有两组解。第一组为， $\alpha_1 = 1$ 且 $\mu = \partial \Lambda' / \partial \alpha|_{\alpha=1}$ 。第二组为， $0 < \alpha < 1$ 且 $\mu = 0$ 。当 $\mu = 0$ 且 $\gamma_{DE}^{A_T} - \gamma_{SE} \neq 0$ 成立时，通过解方程 $\partial \Lambda' / \partial \alpha = 0$ ，可得两个根，如下：

$$\alpha_2 = \frac{\gamma_{SD}^{A_R} \gamma_{DE}^{A_T} P (1 + P\gamma_{DE}^{A_T}) + \Psi}{\gamma_{SD}^{A_R} \gamma_{DE}^{A_T} P^2 (\gamma_{DE}^{A_T} - \gamma_{SE})} \quad (2.28)$$

$$\alpha_3 = \frac{\gamma_{SD}^{A_R} \gamma_{DE}^{A_T} P (1 + P\gamma_{DE}^{A_T}) - \Psi}{\gamma_{SD}^{A_R} \gamma_{DE}^{A_T} P^2 (\gamma_{DE}^{A_T} - \gamma_{SE})} \quad (2.29)$$

注意，这两个根的取值与 $\gamma_{DE}^{A_T} - \gamma_{SE}$ 密切相关

当 $\gamma_{DE}^{\Lambda_T} - \gamma_{SE} > 0$ 时, α_2 中以分子处第二个加号为界的左右两部分始终为正值。且 α_2 中左边部分可化简为:

$$1 + \frac{1}{\frac{\gamma_{DE}^{\Lambda_T} P}{1 - \frac{\gamma_{SE}}{\gamma_{DE}^{\Lambda_T}}}} > 1 \quad (2.30)$$

因此, 有 $\alpha_2 > 1$ 成立。

当 $\gamma_{DE}^{\Lambda_T} - \gamma_{SE} < 0$, 易得 $\alpha_2 < 0$ 。综上, α_2 不是一个合适的根。

进一步, OPA 因子的确定依赖于式(2.8)的单调性分析。欲分析其单调性, 必先探究其一阶导数(2.26)。

当 $\gamma_{DE}^{\Lambda_T} - \gamma_{SE} \neq 0$ 时, 式(2.26)可被整理为:

$$\frac{\partial \Lambda^I}{\partial \alpha} = \frac{P^3 \gamma_{SD}^{\Lambda_R} \gamma_{DE}^{\Lambda_T} (\gamma_{DE}^{\Lambda_T} - \gamma_{SE}) (\alpha - \alpha_2) (\alpha - \alpha_3)}{\left[1 + (1 - \alpha) P \gamma_{DE}^{\Lambda_T} + \alpha P \gamma_{SE} \right]^2} \quad (2.31)$$

且上式的正负只取决于因子 $(\gamma_{DE}^{\Lambda_T} - \gamma_{SE}) (\alpha - \alpha_2) (\alpha - \alpha_3)$ 。

当 $\gamma_{DE}^{\Lambda_T} - \gamma_{SE} > 0$, 易得 $\alpha_2 > 1$, 所以有 $(\gamma_{DE}^{\Lambda_T} - \gamma_{SE}) (\alpha - \alpha_2) < 0$ 成立。同理, 当 $\gamma_{DE}^{\Lambda_T} - \gamma_{SE} < 0$ 时, $\alpha_2 < 0$, 有 $(\gamma_{DE}^{\Lambda_T} - \gamma_{SE}) (\alpha - \alpha_2) < 0$ 成立。综上所述, 当 $\alpha_3 \geq 1$ 时, $\partial \Lambda^I / \partial \alpha$ 是 $\alpha \in (0, 1]$ 上的非减函数, 因此 OPA 因子为 $\alpha^* = 1$ 。当 $\alpha_3 < 1$ 时, $\partial \Lambda^I / \partial \alpha$ 是 $\alpha \in (0, \alpha_3]$ 上的非减函数, 是 $(\alpha_3, 1]$ 上的减函数, 此时有 $\alpha^* = \alpha_3$ 。所以最终 $\alpha^* = \min(\alpha_3, 1)$ 。

当 $\mu = 0$ 且 $\gamma_{DE}^{\Lambda_T} - \gamma_{SE} = 0$ 时, 通过解方程 $\partial \Lambda^I / \partial \alpha = 0$, 得其唯一根为:

$$\alpha_4 = \frac{\gamma_{SD}^{\Lambda_R} - \gamma_{SE} + \gamma_{SD}^{\Lambda_R} \gamma_{SE} P}{2 \gamma_{SD}^{\Lambda_R} \gamma_{SE} P} = \frac{1}{2} + \frac{\gamma_{SD}^{\Lambda_R} - \gamma_{SE}}{2 \gamma_{SD}^{\Lambda_R} \gamma_{SE} P} \geq \frac{1}{2} \quad (2.32)$$

进一步, 式(2.26)可化简为:

$$\frac{\partial \Lambda^I}{\partial \alpha} = -\frac{2 \gamma_{SD}^{\Lambda_R} \gamma_{SE} P^2}{1 + \gamma_{SE} P} (\alpha - \alpha_4) \quad (2.33)$$

当 $\alpha_4 > 1$, 有 $\alpha - \alpha_4 < 0$, 进一步在 $\alpha \in (0, 1]$ 上有 $\partial \Lambda^I / \partial \alpha > 0$ 成立, 此时 OPA 因子应为 $\alpha^* = 1$ 。当 $\alpha_4 \leq 1$, $\partial \Lambda^I / \partial \alpha$ 在 $\alpha \in (0, \alpha_4]$ 上为非减函数, 在 $\alpha \in (\alpha_4, 1]$ 上是减函数, 此时 $\alpha^* = \alpha_4$ 。综上, OPA 因子为 $\alpha^* = \min(\alpha_4, 1)$ 。

当 $\gamma_{SD}^{\Lambda_R} < \gamma_{SE} < \gamma_{SD}^{\Lambda_R} \gamma_{DE}^{\Lambda_T} P + \gamma_{SD}^{\Lambda_R}$, 式(2.8)在 $0 \leq \alpha \leq 1 + (\gamma_{SD}^{\Lambda_R} - \gamma_{SE}) / (P \gamma_{SD}^{\Lambda_R} \gamma_{DE}^{\Lambda_T})$ 上是

严格凹函数。易知，当 $\alpha = 0$ 或者 $\alpha = 1 + (\gamma_{SD}^{A_R} - \gamma_{SE}) / (P\gamma_{SD}^{A_R}\gamma_{DE}^{A_T})$ 时，都有 $\Lambda' = 1$ 成立。因此，唯一的 OPA 因子必定落在 $\alpha \in (0, 1 + (\gamma_{SD}^{A_R} - \gamma_{SE}) / (P\gamma_{SD}^{A_R}\gamma_{DE}^{A_T}))$ 中满足 $\partial\Lambda' / \partial\alpha = 0$ 的一点。综上，可知在条件 $\gamma_{DE}^{A_T} - \gamma_{SE} \neq 0$ 下， $\alpha^* = \alpha_3$ 。在条件 $\gamma_{DE}^{A_T} - \gamma_{SE} = 0$ 下， $\alpha^* = \alpha_4$ 。最后，OPA 因子的闭合表达式可总结为式(2.16)。

2.2.2 统计窃听 CSI 条件下的最优功率分配方案

在合法节点只能获取统计窃听 CSI 情况下，缺乏窃听信道的瞬时参数信息，瞬时窃听速率 $\log_2(1 + \gamma_E')$ 不能被直接计算。但，可计算遍历窃听速率如下：

$$R_E^S = \mathbb{E}_{\gamma_{SE}, \gamma_{DE}^{A_T}} \left[\log_2 \left(1 + \frac{\alpha P \gamma_{SE}}{\frac{(1-\alpha)P}{N_{D_t}} \gamma_{DE}^{A_T} + 1} \right) \right] \quad (2.34)$$

值得注意的是， $\gamma_{DE}^{A_T}$ 是由各向同性瑞利衰落元素构成，目的端人工噪声发射天线集合只能通过发射天线总数 N_{D_t} 影响 R_E^S ，而与具体的发射天线组合无关（发射天线总数与具体发射天线组合的对应在后续复杂度分析部分会有具体交代）。且有如下关系成立， $\gamma_{SE} \sim \mathbb{E}(1/\Omega_{SE})$ 与 $\gamma_{DE}^{A_T} \sim \Gamma(N_{D_t}, 1/\Omega_{DE})$ 。但是，本模型下式(2.34)在数学上不可解，无法推导其闭合表达式。因此，当 $N_{D_t} \geq 1$ ，转而关注遍历窃听速率的上界，其具体放缩过程如下：

$$\begin{aligned} R_E^S &= \mathbb{E}_{\gamma_{SE}, \gamma_{DE}^{A_T}} \left[\log_2 \left(1 + \frac{\alpha P \gamma_{SE}}{\frac{(1-\alpha)P}{N_{D_t}} \gamma_{DE}^{A_T} + 1} \right) \right] \\ &\stackrel{(a)}{\leq} \mathbb{E}_{\gamma_{SE}, \gamma_{DE}^{A_T}} \left[\log_2 \left(1 + \frac{\alpha P \gamma_{SE}}{\frac{(1-\alpha)P}{N_{D_t}} \gamma_{DE}^{A_T}} \right) \right] \\ &\stackrel{(b)}{\leq} \log_2 \left[1 + \mathbb{E}_{\gamma_{SE}, \gamma_{DE}^{A_T}} \left(\frac{\alpha \gamma_{SE}}{\frac{1-\alpha}{N_{D_t}} \gamma_{DE}^{A_T}} \right) \right] \\ &= \tilde{R}_E^S \end{aligned} \quad (2.35)$$

其中，步骤 (a) 基于考虑的最坏打算，也就是，假设窃听节点接收条件完美，没有 AWGN 的产生， $n_e \rightarrow 0$ 。步骤 (b) 成立是根据对数函数的凹凸性和杰森不等式。值得一提的是，当 $N_{Dt} = 0$ 时，目的端没有天线处于人工噪声发射模式，所有的系统发射功率理应被全部分配给信源节点，也就是有 $\alpha = 1$ 。进一步可得，在条件 $N_{Dt} = 0$ 下， $\tilde{R}_E^S = \log_2 \left[1 + PE_{g_{SE}} (|g_{SE}|^2) \right]$ 。当 $N_{Dt} = 1$ 时， \tilde{R}_E^S 不能被化简为闭合形式。因此，可分别求(2.35)中各随机变量期望计算其近似表达式，如下：

$$\begin{aligned} & \log_2 \left[1 + E_{\gamma_{SE}, \gamma_{DE}^{AT}} \left(\frac{\alpha \gamma_{SE}}{(1-\alpha) \gamma_{DE}^{AT}} \right) \right] \\ & \geq \log_2 \left[1 + \frac{\alpha E_{\gamma_{SE}} (\gamma_{SE})}{(1-\alpha) E_{\gamma_{DE}^{AT}} (\gamma_{DE}^{AT})} \right] = \log_2 \left(1 + \frac{\alpha \Omega_{SE}}{(1-\alpha) \Omega_{DE}} \right) \end{aligned} \quad (2.36)$$

由杰森不等式，式(2.36)是 \tilde{R}_E^S 在 $N_{Dt} = 1$ 时的下界。

在合法节点只能获取统计窃听 CSI 情形下，可达安全速率的下界闭合表达式可计算为^[69]：

$$\begin{aligned} R_S^S &= \max \{ 0, R_D - \tilde{R}_E^S \} \\ &= \max \{ 0, \log_2 (\Lambda^S) \} \end{aligned} \quad (2.37)$$

其中， Λ^S 定义为：

$$\Lambda^S = \begin{cases} \frac{(1 + \alpha P \gamma_{SD}^{AR}) (1 - \alpha) (N_{Dt} - 1) \Omega_{DE}}{(1 - \alpha) (N_{Dt} - 1) \Omega_{DE} + \alpha \Omega_{SE} N_{Dt}}, & N_{Dt} \geq 2 \\ \frac{1 + P \gamma_{SD}^{AR}}{1 + P \Omega_{SE}}, & N_{Dt} = 0 \\ \frac{(1 + \alpha P \gamma_{SD}^{AR}) (1 - \alpha) \Omega_{DE}}{(1 - \alpha) \Omega_{DE} + \alpha \Omega_{SE}}, & N_{Dt} = 1 \end{cases} \quad (2.38)$$

已知统计窃听 CSI 条件下，为最大化系统可达安全速率的下界，优化问题 (P3) 可被构造为：

$$\begin{aligned} (P3): \quad & \max_{\alpha, A_T, A_R} \Lambda^S \\ & s.t. \quad 0 \leq \alpha \leq 1, \\ & \quad N_{Dr} \geq 1, \\ & \quad N_{Dt} \geq 0, \\ & \quad N_{Dt} + N_{Dr} = N_D \end{aligned} \quad (2.39)$$

值得注意的是，由下述定理二，优化问题（P3）是关于变量 α 的非线性凹凸性不定函数。为了使优化问题（P3）在数学上可解，类似优化问题（P2）的两步走优化方案将被应用于此。

下述引理有助于在已知统计窃听 CSI 情形下 OPA 因子闭合表达式的推导工作。

引理二：对给定收发天线集合对，当 $\gamma_{SD}^{A_R} > N_{D_t} \Omega_{SE} / [(N_{D_t} - 1) P \Omega_{DE}]$ 且 $N_{D_t} \geq 2$ 时，系统可达安全速率的下界闭合表达式可化简为：

$$R_S^S = \begin{cases} \log_2 \left[\frac{(1 + \alpha P \gamma_{SD}^{A_R})(1 - \alpha)(N_{D_t} - 1) \Omega_{DE}}{(1 - \alpha)(N_{D_t} - 1) \Omega_{DE} + \alpha \Omega_{SE} N_{D_t}} \right], & 0 \leq \alpha \\ \leq 1 - \frac{N_{D_t} \Omega_{SE}}{(N_{D_t} - 1) P \Omega_{DE} \gamma_{SD}^{A_R}} & \\ 0, & 1 - \frac{N_{D_t} \Omega_{SE}}{(N_{D_t} - 1) P \Omega_{DE} \gamma_{SD}^{A_R}} \\ & < \alpha \leq 1 \end{cases} \quad (2.40)$$

当 $\gamma_{SD}^{A_R} \leq N_{D_t} \Omega_{SE} / [(N_{D_t} - 1) P \Omega_{DE}]$ 和 $N_{D_t} \geq 2$ 时，条件 $\alpha \geq 0$ 不能达成。此时，对 $\alpha \in [0, 1]$ ，始终有 $R_S^S = 0$ 成立。

在情形 $N_{D_t} = 0$ 下，当 $\gamma_{SD}^{A_R} > \Omega_{SE}$ 时，有 $R_S^S = \log_2(\Lambda^S)$ 。当 $\gamma_{SD}^{A_R} \leq \Omega_{SE}$ 时，有 $R_S^S = 0$ 。

在情况 $N_{D_t} = 1$ 下，当 $\Omega_{SE} \geq P \gamma_{SD}^{A_R} \Omega_{DE}$ 时，有 $R_S^S = 0$ 。当 $\Omega_{SE} < P \gamma_{SD}^{A_R} \Omega_{DE}$ 时，系统可达安全速率下界的闭合表达式可计算为：

$$R_S^S = \begin{cases} \log_2 \left[\frac{(1 + \alpha P \gamma_{SD}^{A_R})(1 - \alpha) \Omega_{DE}}{(1 - \alpha) \Omega_{DE} + \alpha \Omega_{SE}} \right], & 0 \leq \alpha \leq 1 - \frac{\Omega_{SE}}{P \Omega_{DE} \gamma_{SD}^{A_R}} \\ 0, & 1 - \frac{\Omega_{SE}}{P \Omega_{DE} \gamma_{SD}^{A_R}} < \alpha \leq 1 \end{cases} \quad (2.41)$$

证明：引理二的证明思路与引理一相似，为表述简洁，略。证毕。

定理二：对给定收发天线集合对，已知统计窃听 CSI 条件下，OPA 因子闭合表达式可推导为式(2.42)。其中，有 $\Delta = \sqrt{\gamma_{SD}^{A_R} P \Omega_{SE} [\Omega_{DE} (1 + \gamma_{SD}^{A_R} P) - \Omega_{SE}]}$ 和 $Y = \sqrt{\gamma_{SD}^{A_R} P N_{D_t} \Omega_{SE} [(N_{D_t} - 1) \Omega_{DE} (1 + \gamma_{SD}^{A_R} P) - N_{D_t} \Omega_{SE}]}$ 。

$$\alpha_{A_T}^{S*} = \begin{cases} \left\{ \begin{array}{l} \frac{\gamma_{SD}^{A_R} (N_{D_t} - 1) \Omega_{DE} P - Y}{\gamma_{SD}^{A_R} P [(N_{D_t} - 1) \Omega_{DE} - N_{D_t} \Omega_{SE}]}, & \gamma_{SD}^{A_R} > \frac{N_{D_t} \Omega_{SE}}{(N_{D_t} - 1) P \Omega_{DE}} \\ & \& (N_{D_t} - 1) \Omega_{DE} - N_{D_t} \Omega_{SE} \neq 0 \\ \text{不存在最优功率分配因子,} & \gamma_{SD}^{A_R} \leq \frac{N_{D_t} \Omega_{SE}}{(N_{D_t} - 1) P \Omega_{DE}}, \quad N_{D_t} \geq 2 \end{array} \right. \\ \\ \left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{2} \left(1 - \frac{1}{\gamma_{SD}^{A_R} P} \right), & \gamma_{SD}^{A_R} > \frac{N_{D_t} \Omega_{SE}}{(N_{D_t} - 1) P \Omega_{DE}} \\ & \& (N_{D_t} - 1) \Omega_{DE} - N_{D_t} \Omega_{SE} = 0 \end{array} \right. \\ \\ \left\{ \begin{array}{l} \frac{\gamma_{SD}^{A_R} \Omega_{DE} P - \Delta}{\gamma_{SD}^{A_R} P [\Omega_{DE} - \Omega_{SE}]}, & \gamma_{SD}^{A_R} > \frac{\Omega_{SE}}{P \Omega_{DE}} \& \& \Omega_{DE} - \Omega_{SE} \neq 0 \\ \text{不存在最优功率分配因子,} & \gamma_{SD}^{A_R} \leq \frac{\Omega_{SE}}{P \Omega_{DE}}, \quad N_{D_t} = 1 \end{array} \right. \\ \\ \left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{2} \left(1 - \frac{1}{\gamma_{SD}^{A_R} P} \right), & \gamma_{SD}^{A_R} > \frac{\Omega_{SE}}{P \Omega_{DE}} \& \& \Omega_{DE} - \Omega_{SE} = 0 \end{array} \right. \end{cases} \quad (2.42)$$

证明： 以下推导适用于合法节点只能获取统计窃听 CSI 的情况。

当 $N_{D_t} \geq 2$ 时，式(2.38)的二阶导数可计算为：

$$\frac{\partial^2 \Lambda^S}{\partial \alpha^2} = \omega \cdot \varepsilon \quad (2.43)$$

其中，因子 ω 总是大于零的，其具体表达式为：

$$\omega = \frac{2(N_{D_t} - 1) N_{D_t} \Omega_{SE} \Omega_{DE}}{[(1 - \alpha)(N_{D_t} - 1) \Omega_{DE} + \alpha N_{D_t} \Omega_{SE}]^3} \quad (2.44)$$

另外，式(2.43)中有 $\varepsilon = N_{D_t} \Omega_{SE} - (N_{D_t} - 1) \Omega_{DE} (1 + \gamma_{SD}^{A_R} P)$ 。综上，在 $N_{D_t} \geq 2$ 时，影响 Λ^S 凹凸性的唯一因素是因子 ε 。

当 $\varepsilon > 0$ 和 $N_{D_t} \geq 2$ 时，函数 Λ^S 是变量 α 的严格凸函数。此时有：

$$\gamma_{SD}^{A_R} < \frac{N_{D_t} \Omega_{SE}}{(N_{D_t} - 1) \Omega_{DE} P} - \frac{1}{P} < \frac{N_{D_t} \Omega_{SE}}{(N_{D_t} - 1) \Omega_{DE} P} \quad (2.45)$$

依据引理二，此时在 $\alpha \in [0, 1]$ 上，正安全速率不存在。因此， $\varepsilon > 0$ 的情况在优化过程中可被忽略。

当 $\varepsilon \leq 0$ 和 $N_{D_t} \geq 2$ 时，函数 Λ^S 是变量 α 的凹函数。此时有：

$$\gamma_{SD}^{A_R} \geq \frac{N_{D_t} \Omega_{SE}}{(N_{D_t} - 1) \Omega_{DE} P} - \frac{1}{P} \quad (2.46)$$

当 $N_{D_t} \Omega_{SE} / [(N_{D_t} - 1) \Omega_{DE} P] - 1/P \leq \gamma_{SD}^{A_R} \leq N_{D_t} \Omega_{SE} / [(N_{D_t} - 1) \Omega_{DE} P]$ 时，由引理二，在 $\alpha \in [0, 1]$ 上，正安全速率不存在。因此，在优化过程亦不考虑此情形。

当 $\gamma_{SD}^{A_R} \geq N_{D_t} \Omega_{SE} / [(N_{D_t} - 1) \Omega_{DE} P]$ 和 $N_{D_t} \geq 2$ ，函数 Λ^S 是变量 α 的严格凹函数。又，收发天线集合对在关于变量 α 的凸集中，KKT 条件能够用于推导 OPA 因子的闭合表达式。此时，拉格朗日函数可建立如下：

$$L^S(\alpha, \mu) = \Lambda^S - \mu(\alpha - 1) \quad (2.47)$$

KKT 条件可罗列为：

$$\frac{\partial L^S(\alpha, \mu)}{\partial \alpha} = \frac{\partial \Lambda^S}{\partial \alpha} - \mu = 0 \quad (2.48)$$

$$\mu(\alpha - 1) = 0 \quad (2.49)$$

$$\alpha - 1 \leq 0 \quad (2.50)$$

式(2.48)中， $\partial \Lambda^S / \partial \alpha$ 可展开为：

$$\frac{\partial \Lambda^S}{\partial \alpha} = \frac{(N_{D_t} - 1) \Omega_{DE} \Xi}{[(1 - \alpha)(N_{D_t} - 1) \Omega_{DE} + \alpha N_{D_t} \Omega_{SE}]^2} \quad (2.51)$$

其中， $\Xi = (N_{D_t} - 1)(1 - \alpha)^2 \gamma_{SD}^{A_R} \Omega_{DE} P - N_{D_t} \Omega_{SE} (1 + \alpha^2 \gamma_{SD}^{A_R} P)$ 。

上述 KKT 条件共有两组合适的解，分别为：第一组， $\alpha_1 = 1$ ， $\mu = \partial \Lambda^S / \partial \alpha |_{\alpha=1}$ 。第二组， $0 < \alpha < 1$ ， $\mu = 0$ 。当 $\mu = 0$ 且 $(N_{D_t} - 1) \Omega_{DE} - N_{D_t} \Omega_{SE} \neq 0$ 时，通过解方程 $\partial \Lambda^S / \partial \alpha = 0$ ，可得两个根，如下：

$$\alpha_2 = \frac{\gamma_{SD}^{A_R} (N_{D_t} - 1) \Omega_{DE} P + Y}{\gamma_{SD}^{A_R} P [(N_{D_t} - 1) \Omega_{DE} - N_{D_t} \Omega_{SE}]} \quad (2.52)$$

$$\alpha_3 = \frac{\gamma_{SD}^{A_R} (N_{D_t} - 1) \Omega_{DE} P - Y}{\gamma_{SD}^{A_R} P [(N_{D_t} - 1) \Omega_{DE} - N_{D_t} \Omega_{SE}]} \quad (2.53)$$

上述两个根的取值完全取决于因子 $(N_{D_t} - 1) \Omega_{DE} - N_{D_t} \Omega_{SE}$ 。

当 $(N_{D_t} - 1) \Omega_{DE} - N_{D_t} \Omega_{SE} > 0$ 时，易知 α_2 分子第一个加号为界左右两部分皆为正数。其中，左半部分可化简为：

$$\frac{1}{1 - \frac{N_{D_t} \Omega_{SE}}{(N_{D_t} - 1) \Omega_{DE}}} > 1 \quad (2.54)$$

因此，此时有 $\alpha_2 > 1$ 。

当 $(N_{D_t} - 1)\Omega_{DE} - N_{D_t}\Omega_{SE} < 0$ 时，易知 $\alpha_2 < 0$ 。综上， α_2 不是合适的根。

根据引理二，当 $\gamma_{SD}^{A_R} \geq N_{D_t}\Omega_{SE} / [(N_{D_t} - 1)\Omega_{DE}P]$ ，目标函数 Λ^S 在区间 $0 \leq \alpha \leq 1 - N_{D_t}\Omega_{SE} / [(N_{D_t} - 1)P\Omega_{DE}\gamma_{SD}^{A_R}]$ 上是关于变量 α 的严格凹函数。因此，在区间 $0 \leq \alpha \leq 1 - N_{D_t}\Omega_{SE} / [(N_{D_t} - 1)P\Omega_{DE}\gamma_{SD}^{A_R}]$ 上一定存在 OPA 因子。

综上， α_1 或 α_2 都不是合适的根。只有 α_3 是唯一合适的解，也就是有 $\alpha^* = \alpha_3$ 。

当 $\mu = 0$ 且 $(N_{D_t} - 1)\Omega_{DE} - N_{D_t}\Omega_{SE} = 0$ 时，方程 $\partial\Lambda^S / \partial\alpha = 0$ 存在唯一解如下：

$$\alpha_4 = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{1}{\gamma_{SD}^{A_R} P} \right) \quad (2.55)$$

出于和确定 α_3 为 OPA 因子同样的原理，当 $\mu = 0$ 且 $(N_{D_t} - 1)\Omega_{DE} - N_{D_t}\Omega_{SE} = 0$ 时， $\alpha^* = \alpha_4$ 。至此，针对 $N_{D_t} \geq 2$ ，OPA 因子闭合表达式的推导过程完毕。

值得注意的是，当 $N_{D_t} = 1$ ，OPA 因子闭合表达式的推导原理与 $N_{D_t} \geq 2$ 时相似。为表述简洁，在此略去。当 $N_{D_t} = 0$ ， α 被强置为 1，此时 $\alpha^* = 1$ 。

最后，统计窃听 CSI 条件下 OPA 因子闭合表达式可总结为式(2.42)。证毕。

2.2.3 穷举联合优化方案

基于定理一，对给定收发天线集合对，结合式(2.4)、(2.5)、(2.8)和(2.16)，可计算出代入 OPA 因子后的优化目标函数 $\Lambda^I(\alpha_{A_T}^{I*})$ 。因信宿端所有可能收发天线集合对的数目在实际应用场景中有限，在合法节点已知瞬时窃听 CSI 条件下，可通过穷举搜索办法来寻找最大化可达安全速率的最优收发天线集合对；在合法节点只能获取统计窃听 CSI 条件下，根据定理二，可得优化目标函数 $\Lambda^S(\alpha_{A_T}^{S*})$ 。同理，穷举联合优化方案同样适用于合法节点只能获取统计窃听 CSI 的情形。

2.2.4 所提贪婪联合优化方案

传统的穷举方案复杂度过高，为有效率地确定最优收发天线集合对，本章提出并设计一种基于贪婪搜索办法的贪婪联合优化方案。具体流程总结于下述算法一，普适于合法节点已知瞬时和统计窃听 CSI 两种情形。对于目的端处任意给定的人工噪声发射天线集合 \mathbf{A}_T ，接收天线集合可表述为 $\mathbf{A}_R = \{a_n | n \in [1, N_D], a_n \notin \mathbf{A}_T\}$ ，其中 a_n 代表 N_D 根天线中工作于接收模式的某根天线。也就是，集合 \mathbf{A}_R 为集合 \mathbf{A}_T 的补集。这里，记 $\text{card}(\mathbf{A}_T) = N_{D_t}$ ，则有 $\text{card}(\mathbf{A}_R) = N_D - N_{D_t}$ ，符号 $\text{card}(\square)$ 表示对集合求基数操作。同时，为表述清晰

简洁, 记 $\Lambda_{A_T} \in \{\Lambda_{A_T}^I(\alpha_{A_T}^{I*}), \Lambda_{A_T}^S(\alpha_{A_T}^{S*})\}$, 根据不同的窃听 CSI 获取程度, Λ_{A_T} 可以替换 $\Lambda_{A_T}^I(\alpha_{A_T}^{I*})$ 或 $\Lambda_{A_T}^S(\alpha_{A_T}^{S*})$ 。定义最优的 Λ_{A_T} 为:

$$\Lambda_{A_T}^{max} = \max_{A_T} \Lambda_{A_T} \quad (2.56)$$

初始化人工噪声发射天线集合为空集, 并记 $A_T^{opt} = \emptyset$ 。此时, 信宿端无任何天线工作于发射模式。因此, 所有的系统发射功率理应当被全部分配给信源, 也就有 $\alpha = 1$ 。计算初始优化目标函数, 并记为 $\Lambda_{A_T}^{max}$ 。每当任意一根集合 A_R 中的接收天线 a_n 切换到人工噪声发射模式, 记 $A_T = A_T \cup [a_n]$ 。因此, 共有 $card(A_R)$ 种选择 a_n 的方式存在。进一步, 计算出适用于每种特定收发天线集合对的 OPA 因子 $\alpha_{A_T}^* \in \{\alpha_{A_T}^{I*}, \alpha_{A_T}^{S*}\}$ 和优化目标函数 Λ_{A_T} 。最后, 得出最大的优化目标函数值 $\Lambda_{A_T}^{max}$ 和对应的收发天线集和对。所提联合优化方案的核心思想是, 每当有任意一根集合 A_R 中的接收天线切换到人工噪声发射模式时, 检测优化目标函数 Λ_{A_T} 是否产生优化目标函数性能增益。本算法将于集合 A_R 内只有一根接收天线剩余时终止。同时, 输出对应的最优值 A_T^{opt} 、 A_R^{opt} 、 $\alpha_{A_T}^{opt}$ 和 $\Lambda_{A_T}^{opt}$ 。

算法一: 所提贪婪联合优化方案

Begin

- a) 初始化: 设置初始发射天线集合 $A_T^{opt} = \emptyset$, 初始功率分配因子 $\alpha = 1$ 。计算人工噪声发射天线数为 $card(A_T) = 0$ 时的初始优化变量并记为 $\Lambda_{A_T}^{opt}$;
- b) FOR $i = 1 : N_D - 1$
 1. 对任一根集合 A_R 中的天线 a_n , 设置合适的发射天线集合为 $A_T = A_T \cup [a_n]$, 同时有 $A_R = A_R \setminus [a_n]$ 。计算出所有可能的 $\alpha_{A_T}^*$ 和 Λ_{A_T} ;
 2. 基于式(2.56), 在所有可能的 Λ_{A_T} 中获取最大值并记为 $\Lambda_{A_T}^{max}$, 同时获取对应的本地最优发射天线集合, 并记为 A_T^{loc} ;
 3. IF $\Lambda_{A_T}^{max} \geq \Lambda_{A_T}^{opt}$

$$A_T^{opt} = A_T^{loc};$$

$$A_T = A_T^{loc};$$
 ELSE
$$A_T = A_T^{loc};$$
 END IF
- END FOR
- c) 输出: A_T^{opt} 、 A_R^{opt} 、 $\alpha_{A_T}^{opt}$ 和 $\Lambda_{A_T}^{opt}$;

END

2.2.5 复杂度分析

本小节将对穷举联合优化方案和所提贪婪联合优化方案进行复杂度对比。

命题 1: 用于寻找最优收发天线集合的穷举联合优化方案归类为非确定多项式时间难题。其复杂度为 $O(2^{N_D})$ 。

证明: 穷举联合优化方案中所有可能的合适收发天线集合对的个数为:

$$C_{es} = \sum_{N_{Dt}=0}^{N_D-1} \binom{N_D}{N_{Dt}} = 2^{N_D} - 1 \quad (2.57)$$

因此, 穷举联合优化方案的复杂度为 $O(2^{N_D})$, 证毕。

命题 2: 所提贪婪联合优化方案的复杂度为 $O(N_D^2)$, 且是收敛的。

证明: 所提贪婪联合优化方案基于贪婪搜索策略, 因此集合 A_R 中将进行工作模式切换的天线的总数随着 N_{Dt} 的增加而减少。进一步, 对所有可能的 N_{Dt} , 总的合适收发天线集合对的数量远远小于穷举联合优化方案。所提贪婪联合优化方案的所有可能收发天线集合对总数为:

$$C_{ps} = \sum_{N_{Dt}=1}^{N_D-1} \binom{N_D - N_{Dt} + 1}{1} + 1 = \frac{N_D^2}{2} + \frac{N_D}{2} \quad (2.58)$$

因此所提贪婪联合优化方案的复杂度为 $O(N_D^2)$ 。公式(2.58)清晰描述了在每次迭代过程中, 只有一根待切换天线被从最新的接收天线集合 A_R 中选中, 具体体现在式中下列元素:

$$\binom{N_D - N_{Dt} + 1}{1} \quad (2.59)$$

所提贪婪联合优化方案通过比较所有可能的收发天线集来找寻最优的收发天线集合对, 又合适的收发天线集合对的总数是有限的, 所以贪婪天线模式切换方案是收敛的, 证毕。

由命题 1 和命题 2 可知, 穷举联合优化方案的复杂度随 N_D 的增加呈指数式增长, 是不切实际的。而本文所设计贪婪天线模式切换方案的复杂度随 N_D 的增加仅呈平方式增加 (也就是, 问题可以在多项式时间内解决), 是一种更加低复杂度和更有效率的联合优化方案。

2.2.6 所提贪婪联合优化方案的理论性能分析

所提贪婪联合优化方案是一种次优的低复杂度方案。此次优的贪婪联合优

化方案与最优的穷举联合优化方案相比存在一定量的性能差距。根本原因在于，两种方案中 AMS 策略可选取的天线集合总数存在悬殊。穷举 AMS 方案能够遍历所有可能的天线集合，从中选取最优值。贪婪 AMS 方案只能遍历一部分可能的天线集合，从中选取最优值。这直接导致了两种方案性能差距的产生。由复杂度分析可知，随着天线总数 N_D 的增大，两种方案所遍历的可能天线集合总数的差距也在变大，也就是， $O(2^{N_D}) - O(N_D^2)$ 逐渐变大，必将导致两种方案之间性能差距增大，这一点将在后续的仿真与讨论章节得到验证。对所有可能的 N_D 而言，贪婪联合优化方案能够在理论上以较低实现复杂度达到次优的可达安全速率表现，是一种对性能和复杂度取折衷的方案。

2.3 仿真验证与讨论

本节将给出应用所提贪婪 AMS 和 OPA 联合优化方案的 FD-DBJ 无线传输系统可达安全速率的 Monte Carlo 性能仿真，并给出对应的分析和讨论。为给出稳定、可靠和可重现的仿真结果，本节所有图片中的线条皆由 Monte Carlo 方法生成，且 Monte Carlo 点数为 10^6 次。假设各信道的平均信道增益分别为 $\Omega_{SD} = \Omega_{SE} = \Omega_{DE} = 1$ 。为凸显所提联合优化方案的性能优越性，给出了采用固定收发天线的传统 FD-DBJ 方案可达安全速率性能仿真。其中，传统 FD-DBJ 方案的接收天线数目与发射天线数目一致。

图 2.2 给出了合法节点已知瞬时窃听 CSI 条件下，不同 FD-DBJ 方案的平均可达安全速率对比结果。图 2.2 中，所有 FD-DBJ 方案的天线总数皆设置为 $N_D = 10$ 。其中，两个传统 FD-DBJ 方案的收发天线数俱为 $N_{Dr} = N_{Dc} = 5$ 。没有应用 OPA 方案的传统 FD-DBJ 方案的功率分配因子固定为 $\alpha = 0.3$ 。应用 OPA 方案的传统 FD-DBJ 方案的功率分配因子设置为式(2.16)。由图 2 可得，穷举联合优化方案的性能最优，为本模型可达安全速率的理论极限。然而，当 N_D 取较大值时，穷举联合优化方案的复杂度过大，在实际应用中将耗费大量软硬件资源。本文所提贪婪联合优化方案的平均可达安全速率性能与穷举联合优化方案很接近，但复杂度却得到了大幅度降低。所提贪婪联合优化方案的平均可达安全速率性能表现远远优于应用 OPA 技术的传统 FD-DBJ 方案，凸显了 AMS 技术在优化系统天线分配和提升系统多天线空间自由度利用效率方面的优势。同时，没有应用 OPA 技术的传统 FD-DBJ 方案的平均可达安全速率性能表现逊色于应用 OPA 技术的传统 FD-DBJ 方案，揭示了 OPA 方案在提升系统性能方面的优越性。另外一个重要结论是，所提贪婪联合优化方案中 OPA 策略和 AMS 技术是相互

独立的，可以相互独立地提供部分性能增益。

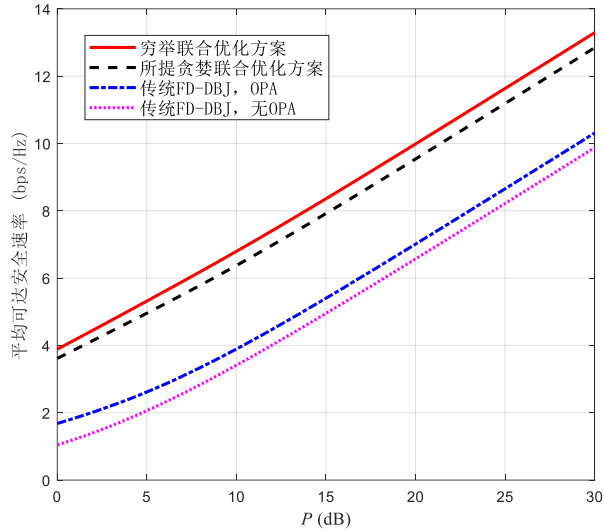


图 2.2 瞬时窃听 CSI 条件下，平均可达安全速率随 P 的变化趋势

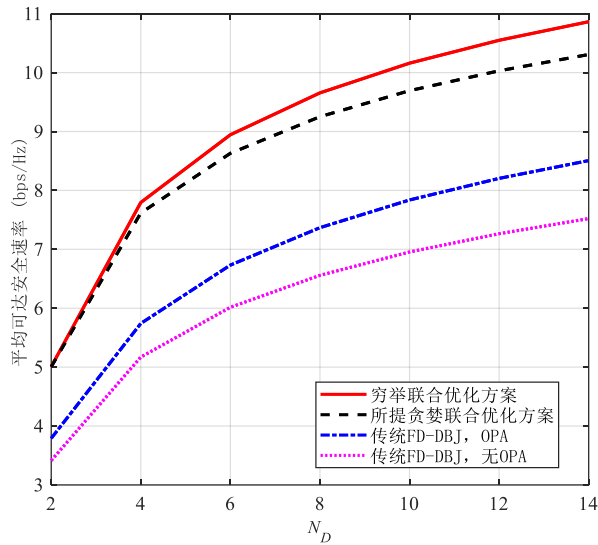


图 2.3 瞬时窃听 CSI 条件下，平均可达安全速率随 N_D 的变化趋势

图 2.3 为不同 FD-DBJ 方案在瞬时窃听 CSI 和系统总发射功率 $P = 20$ dB 条件下，平均可达安全速率随总天线数 N_D 的变化趋势图。两种传统 FD-DBJ 方案的功率分配因子设置与图 2.2 相同。由图 2.3 可知，当 N_D 较小时(如 $N_D \leq 4$)，贪婪联合优化方案的性能与最优的穷举联合优化方案曲线几乎重合，说明此时贪婪联合优化方案能够达到最优化系统平均可达安全速率的效果。随着 N_D 的增

大，贪婪联合优化方案性能逐渐弱于最优的穷举联合优化方案，但复杂度得到了可观的降低。由图可得，所提贪婪联合优化方案在所有可能的 N_D 上，平均可达安全速率性能都远优于传统 FD-DBJ 方案。更值得一提的是，即使在很小的 N_D 情况下，与传统 FD-DBJ 方案相比，所提贪婪联合优化方案亦能提供可观的性能增益。实际应用中，信宿端天线数量不可能过大，有能力在小天线数目条件下提供可观性能增益显得十分可贵。本文所提出的联合优化方案可视为一种低复杂度的次优的 FD-DBJ 无线通信系统可达安全速率性能优化策略，在性能和复杂度之间做出了合理的折衷。

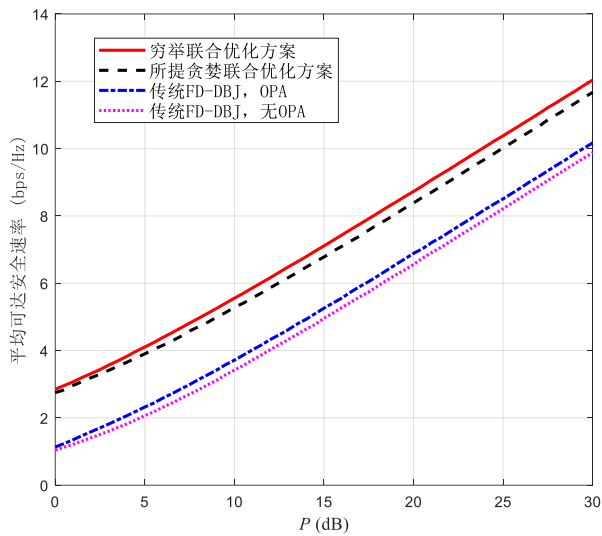


图 2.4 统计窃听 CSI 条件下，平均可达安全速率随 P 的变化趋势

在图 2.4 中，展示了在合法节点只能获取统计窃听 CSI 条件下，平均可达安全速率在不同传输策略上的性能对比。在所有的策略中，设 $N_D = 10$ 。两种传统 FD-DBJ 方案中有 $N_{Dr} = N_{Dr} = 5$ 。其中，在没有应用 OPA 策略的传统 FD-DBJ 方案中令 $\alpha = 0.3$ ，应用 OPA 策略的传统 FD-DBJ 方案功率分配因子设为(2.42)。依据图 2.4 并结合复杂度分析，所提贪婪联合优化方案在合法节点只能获取统计窃听 CSI 条件下，依然有效且有效率。

2.4 本章小结

针对 FD-DBJ 无线通信系统的性能指标——可达安全速率，提出了一种低复杂度的、次优的联合优化方案。在目的端天线工作模式未预定义的场景中，联

合优化方案具体表现为两部走的优化策略。第一步，基于全局信道状态信息，推导出适用于任何收发天线集组合的 OPA 因子闭合表达式。第二步，结合 OPA 方案，设计了一种基于贪婪搜索的 AMS 算法。值得一提的是，所提贪婪联合优化方案在合法节点能够获取瞬时或统计窃听 CSI 两种情况下，皆能提供可观的性能增益。仿真结果显示应用本文联合优化方案的 FD-DBJ 系统可达安全速率性能表现明显优于传统 FD-DBJ 方案，在性能和复杂度之间取了折衷，是一种低复杂度次优的可达安全速率优化方案。

第3章 全双工中继系统人工噪声预编码方案安全性能分析

当信源和信宿之间不存在直达路径，比如两者距离过远，无线通信质量势必大打折扣。中继技术能够在两者之间建立起桥梁，将信源信息接力传递给信宿端，以提升无线通信覆盖范围和服务质量（Quality-of-Service, QoS）。同时，如何提升无线中继传输系统的安全通信性能也成为一个重要课题。本章将提出一种信源端 ANP 加扰方案在 FD DF 中继系统中的安全传输场景，建模并研究其安全性能表现。考虑并分析了不完全 CSI 和中继处自干扰信道对系统安全性能的影响，使得本章性能分析十分贴合实际。本章的主要贡献总结如下：

- 1) 由于考虑了信源获取不完全 CSI 和中继自干扰信道，使得遍历可达安全速率（Ergodic Achievable Secrecy Rate, EASR）闭合表达式在数学上不可推导。为获取闭合表达式，本章采用数值分析学科中的高斯-拉盖尔正交法（Gauss-Laguerre Quadrature, GLQ）推导了 EASR 近似解的闭合表达式。Monte Carlo 仿真结果证实了 GLQ 方法的可行性和有效性。
- 2) 为揭示大规模天线条件下的安全性能，推导了精确的大规模天线 EASR 闭合表达式。仿真结果证实了理论推导的正确性和大规模天线技术大幅度提升 EASR 的积极作用。
- 3) 上述闭合表达式形式复杂，为进一步得到简洁表达式并给出简明但有指导意义的结论，在 $P_S \rightarrow \infty$ 和 $P_R \rightarrow \infty$ 两种极端情况下，分别给出了任意天线数和大规模天线的系统渐近安全性能分析。其中， P_S 和 P_R 分别表示信源和中继的发射功率。

基于理论分析和仿真结果，阐述和分析了各系统参数对 EASR 的影响，对比了 FD 中继方案和传统 HD 中继方案的 EASR 性能表现，凸显了本文所提 FD 中继方案的优越性，反映了信道估计和自干扰消除技术的重要性。

3.1 系统模型

3.1.1 所考虑单天线窃听者场景

图 3.1 给出 FD DF 中继安全传输系统模型，该模型包含一个信源节点（ S ）、一个 FD DF 中继节点（ R ）、一个目的节点（ D ）和一个被动窃听节点（ E ）。

中继节点配置双天线,窃听节点配置单天线,信源节点和信宿节点分别配置 N_S 和 N_D 根天线。中继处一根天线用于转发,另一根用于接收,以实现 FD。假设 S 距 D 很远,直链通信的质量十分低劣, S 到 D 的直达链路忽略不计^[70]。所有信道链路均为块衰落瑞利信道,即信道在一个相干时间内保持平稳在不同的相干时间相互独立变化。无线信道 $S \rightarrow R$ 、 $R \rightarrow D$ 、 $S \rightarrow E$ 、 $R \rightarrow E$ 和中继处自干扰信道依次建模为 $\mathbf{h}_{SR} = [h_{1R}, h_{2R}, \dots, h_{N_S R}]$ 、 $\mathbf{h}_{RD} = [h_{R1}, h_{R2}, \dots, h_{RN_D}]^T$ 、 $\mathbf{g}_{SE} = [g_{1E}, g_{2E}, \dots, g_{N_S E}]$ 、 \mathbf{g}_{RE} 和 f_{RR} 。信道 \mathbf{h}_{SR} 、 \mathbf{h}_{RD} 、 \mathbf{g}_{SE} 、 \mathbf{g}_{RE} 和 f_{RR} 中的参数服从独立同分布的复高斯分布。在本章,记信源和中继发送功率分别为 P_S 和 P_R 。

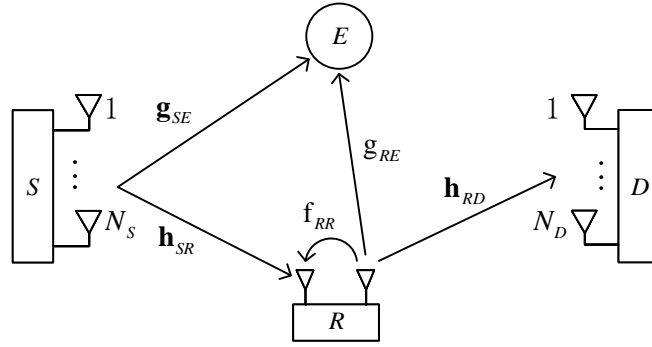


图 3.1 FD/DF 中继安全传输系统模型

为提升中继的接收 SINR 同时干扰窃听节点对信息的截取,信源采用 ANP 方案广播有用信息和人工噪声。信源广播的信号可表示为:

$$\mathbf{x}_S = \mathbf{w}_1 x + \mathbf{W}_2 \mathbf{v} \quad (3.1)$$

其中, x 表示合法信号,满足 $x \sim \text{CN}(0, \alpha P_S)$ 。 α ($0 < \alpha < 1$) 为信源分配给合法信号功率占总功率的比例因子,即功率分配因子。人工噪声向量 $\mathbf{v} \in \mathbb{C}^{(N_S-1) \times 1}$ 中的每一个元素都服从均值为零方差为 σ_v^2 的独立同分布复高斯分布,功率在 $N_S - 1$ 个人工噪声元素间均匀分配,有 $\sigma_v^2 = (1 - \alpha) P_S / (N_S - 1)$ 。

本文考虑一种在实际无线通信过程中常用的 FDD 信道估计系统,信道互易性不再存在。假设中继处获得的 $S \rightarrow R$ 信道估计存在一定误差且将此信道估计通过一个理想反馈信道(高质量且量化误差可忽略的信道链接)告知信源^[18]。这种假设被广泛使用且是建立在 MMSE 检测技术基础之上的。信源利用来自反馈信道的 CSI 设计有用信息预编码向量和 ANP 矩阵。信道估计存在一定误差, $S \rightarrow R$ 信道的反馈误差模型可建立为:

$$\mathbf{h}_{SR} = \sqrt{\rho} \hat{\mathbf{h}}_{SR} + \sqrt{1 - \rho} \mathbf{h}_{err} \quad (3.2)$$

其中, $\hat{\mathbf{h}}_{SR}$ 为信道估计, \mathbf{h}_{err} 为信道估计误差向量且 $\mathbf{h}_{err} \sim \text{CN}(0, \sigma_{err}^2 \mathbf{I})$, $\rho \in [0, 1]$ 是 \mathbf{h}_{SR} 和 $\hat{\mathbf{h}}_{SR}$ 之间的相关系数。 ρ 越大代表越好的信道估计准确率, 假如 $\rho = 1$ 则表示信源处获取了完全 CSI。窃听信道的瞬时 CSI 极难获取, 假设窃听信道的统计 CSI 可被合法节点获取, 这是一种 PLS 领域常用的假设^{[62], [63]}。

\mathbf{w}_1 是 MRT 预编码向量, 用来匹配 $\hat{\mathbf{h}}_{SR}$, 以增大中继的接收 SINR, 即 $\mathbf{w}_1 = \hat{\mathbf{h}}_{SR}^H / \|\hat{\mathbf{h}}_{SR}\|$ 。 $\mathbf{W}_2 = \text{null}(\hat{\mathbf{h}}_{SR})$ 是 $\hat{\mathbf{h}}_{SR}$ 零空间的正交基矩阵, 即 $\hat{\mathbf{h}}_{SR} \mathbf{W}_2 \equiv \mathbf{0}$, 其中, $\mathbf{W}_2 \in \mathbb{C}^{N_S \times (N_S - 1)}$ 。值得注意的是, 不完全 CSI 会造成人工噪声泄露现象, 也就是人工噪声不会完美地映射在 $S \rightarrow R$ 信道的正交子空间中, 因此中继的接收信号会一定程度上被这种泄漏现象所污染。

中继工作在 FD DF 模式下, 假设在时隙 i 信源广播信息 $\mathbf{x}_s[i]$, 中继利用其接收天线接收信源信息。同时, 中继使用其发射天线向信宿节点广播已解码信号 $t[i] = \sqrt{P_R / P_S} x[i - \tau]$, 其中, $\tau \geq 1$ 为中继在解码处理接收信号时产生的延时, 通常 τ 足够长来保证中继处收发信息相互独立^[10]。由于中继同时进行信息的收发操作, 必然受到信息自干扰的影响。

由以上分析, 中继和窃听节点的接收信号表达式分别为:

$$y_R[i] = \mathbf{h}_{SR} \mathbf{x}_S[i] + f_{RR} t[i] + n_R \quad (3.3)$$

$$\begin{aligned} y_E[i] &= \mathbf{g}_{SE} \mathbf{x}_S[i] + g_{RE} t[i] + n_E \\ &= \mathbf{g}_{SE} \mathbf{w}_1 x[i] + \mathbf{g}_{SE} \mathbf{W}_2 \mathbf{v} + g_{RE} t[i] + n_E \end{aligned} \quad (3.4)$$

其中, f_{RR} 表示中继处自干扰信道, $n_R \sim \text{CN}(0, \sigma_R^2)$ 和 $n_E \sim \text{CN}(0, \sigma_E^2)$ 分别为中继端和窃听端的 AWGN。

中继节点确知自己的 DF 信号, 因此可采用自干扰消除技术来减小自干扰带来的影响。不完全自干扰消除后中继的接收信号表达式为:

$$\begin{aligned} \hat{y}_R[i] &= \mathbf{h}_{SR} \mathbf{x}_S[i] + \hat{f}_{RR} t[i] + n_R \\ &= \sqrt{\rho} \|\hat{\mathbf{h}}_{SR}\| x[i] + \underbrace{\sqrt{1 - \rho} \mathbf{h}_{err} \mathbf{w}_1 x[i]}_{\text{检测错误}} + \\ &\quad \underbrace{\sqrt{1 - \rho} \mathbf{h}_{err} \mathbf{W}_2 \mathbf{v}}_{\text{人工噪声泄露}} + \hat{f}_{RR} t[i] + n_R \end{aligned} \quad (3.5)$$

FD 中继自干扰不可能被完全消除, \hat{f}_{RR} 建模为不完全的自干扰消除信道^[71]。

假设信宿节点已知 $R \rightarrow D$ 信道瞬时 CSI, 并采用 MRC 协议接收信号, MRC 接收向量为 $\mathbf{h}_{RD}^H / \|\mathbf{h}_{RD}\|$, 信宿端接收信号可表示为:

$$y_D [i] = \frac{\mathbf{h}_{RD}^H}{\|\mathbf{h}_{RD}\|} (\mathbf{h}_{RD} t [i] + \mathbf{n}_D) = \|\mathbf{h}_{RD}\| t [i] + \frac{\mathbf{h}_{RD}^H}{\|\mathbf{h}_{RD}\|} \mathbf{n}_D \quad (3.6)$$

其中, $\mathbf{n}_D \sim \text{CN}(0, \sigma_D^2 \mathbf{I})$ 为目的端 AWGN。

本章考虑实际通信中最坏的情况, 将信道估计错误和人工噪声泄露建模为独立的高斯噪声。由式(3.5), $S \rightarrow R$ 的 SINR 为:

$$\gamma_{SR} = \frac{\rho \alpha P_S \|\hat{\mathbf{h}}_{SR}\|^2}{G + |\hat{f}_{RR}|^2 P_R + \sigma_R^2} \quad (3.7)$$

其中, $G = (1 - \rho) P_S \text{E} \left[(1 - \alpha) \|\mathbf{h}_{err} \mathbf{W}_2\|^2 / (N_S - 1) + \alpha \|\mathbf{h}_{err} \mathbf{w}_1\|^2 \right]$ 。

由式(3.6), $R \rightarrow D$ 的 SINR 为:

$$\gamma_{RD} = \frac{\|\mathbf{h}_{RD}\|^2 P_R}{\sigma_D^2} \quad (3.8)$$

中继采用 DF 协议^{[72], [73]}, 信宿的接收 SINR 为:

$$\gamma_D = \min(\gamma_{SR}, \gamma_{RD}) \quad (3.9)$$

由于窃听节点同时截取来自信源和中继广播的信号, 且中继对信息的处理有一定延时。式(3.4)可建模为符号间干扰 (Inter-symbol Interference, ISI) 模型^[64]。本章关注窃听节点倾向于解码 $x[i]$ 的特殊场景, 将其他元素视为干扰和噪声^[74]。因此, 窃听端的接收 SINR 为:

$$\gamma_E = \frac{\alpha P_S \gamma_1}{a \gamma_2 + \gamma_3 P_R + \sigma_E^2} \quad (3.10)$$

其中, $\gamma_1 = |\mathbf{g}_{SE} \hat{\mathbf{h}}_{SR}^H|^2 / \|\hat{\mathbf{h}}_{SR}\|^2$ 、 $\gamma_2 = \|\mathbf{g}_{SE} \mathbf{W}_2\|^2$ 、 $\gamma_3 = |\mathbf{g}_{RE}|^2$ 、 $a = (1 - \alpha) P_S / (N_S - 1)$ 。

信道 $\hat{\mathbf{h}}_{SR}$ 、 \mathbf{h}_{RD} 、 \mathbf{g}_{SE} 、 \mathbf{g}_{RE} 和 \hat{f}_{RR} 中的每一个元素都是服从零均值方差分别为 Ω_{SR} 、 Ω_{RD} 、 Ω_{SE} 、 Ω_{RE} 和 Ω_{RR} / K 的独立同分布复高斯随机变量。其中, 参量 K 代表自干扰消除程度。进一步有, $\|\hat{\mathbf{h}}_{SR}\|^2$ 和 γ_{RD} 服从伽马分布 (Gamma Distribution), 也就是, 有如下关系成立: $\|\hat{\mathbf{h}}_{SR}\|^2 \sim \Gamma(N_S, 1 / \Omega_{SR})$ 、 $\gamma_{RD} \sim \Gamma(N_D, \sigma_D^2 / (P_R \Omega_{RD}))$, 并记伽马分布的一般表达式为 $\Gamma(\sigma, \eta)$ 。 $|\hat{f}_{RR}|^2$ 和 γ_3 分别服从均值为 Ω_{RR} / K 和 Ω_{RE} 的指数分布 (Exponential Distribution), 并设指数分布的一般表达式为 $\text{E}(\lambda)$ 。 \mathbf{w}_1 和 \mathbf{W}_2 可构造成酉矩阵 $[\mathbf{w}_1, \mathbf{W}_2]$ 且 \mathbf{h}_{err} 中的每个元素皆服从独立同分布的零均值方差为 σ_{err}^2 的复高斯分布, 因此有

$|\mathbf{h}_{err} \mathbf{w}_1|^2 \sim E(1/\sigma_{err}^2)$, $\|\mathbf{h}_{err} \mathbf{W}_2\|^2 \sim \Gamma(N_S - 1, 1/\sigma_{err}^2)$ 。同理, 有 $\gamma_1 \sim E(1/\Omega_{SE})$ 和 $\gamma_2 \sim \Gamma(N_S - 1, 1/\Omega_{SE})$ 。已知伽马分布和指数分布的概率密度函数 (Probability Density Function, PDF) 分别为:

$$f_{\Gamma}(x) = \eta^{\sigma} \frac{x^{\sigma-1}}{(\sigma-1)!} e^{-\eta x} \quad (3.11)$$

$$f_E(x) = \lambda e^{-\lambda x} \quad (3.12)$$

对应的累积分布函数 (Cumulative Distribution Function, CDF) 分别为:

$$F_{\Gamma}(x) = 1 - e^{-\eta x} \sum_{n=0}^{\alpha-1} \frac{1}{n!} (\eta x)^n \quad (3.13)$$

$$F_E(x) = 1 - e^{-\lambda x} \quad (3.14)$$

由上述分析可知, $G = (1 - \rho) P_S \sigma_{err}^2$, 式(3.7)可改写为:

$$\gamma_{SR} = \frac{\rho \alpha P_S \|\hat{\mathbf{h}}_{SR}\|^2}{(1 - \rho) P_S \sigma_{err}^2 + |\hat{f}_{RR}|^2 P_R + \sigma_R^2} \quad (3.15)$$

3.1.2 多天线窃听者场景讨论

为了系统设置的公平性, 本模型中窃听节点应装配多天线。假如窃听者为多天线节点, 窃听节点的接收信号(3.4)应修改为:

$$\mathbf{y}_E[i] = \mathbf{G}_{SE} \mathbf{x}_S[i] + \mathbf{g}_{RE} t[i] + \mathbf{n}_E = \mathbf{G}_{SE} \mathbf{w}_1 x[i] + \mathbf{G}_{SE} \mathbf{W}_2 \mathbf{v} + \mathbf{g}_{RE} t[i] + \mathbf{n}_E \quad (3.16)$$

其中, \mathbf{G}_{SE} 代表信源和窃听者间的 MIMO 无线信道, \mathbf{g}_{RE} 表示中继和窃听节点间的 SIMO 无线信道, \mathbf{n}_E 是窃听者处的 AWGN 向量。

不幸的是, MIMO 无线信道 \mathbf{G}_{SE} 的统计分布特性在已有文献中尚未可知^[75]。因此, 计算式(3.16)的统计分布特性相关表达式是一件极其艰难的任务, 进一步的系统性能参数计算更是不可能实现。为使相关数学分析顺利进行, 并给出一些有意义的结论和观察, 不得不在本模型中考虑单天线窃听节点这一折衷场景。

所考虑的折衷情况存在于以下实际无线通信场景中: 当信源与目的端借助 FD 中继进行无线通信时, 窃听端妄图截取信源和中继两个节点处广播的有用信息。也就意味着, 窃听节点的地理位置优势远大于合法目的端。为占据一个有利窃听地理位置, 窃听节点一定要是便携的、灵活的 (如, 手持窃听设备)。便携式窃听设备往往具有以下特性: 低系统复杂度和较小体积。这就意味着便携

式窃听设备只有较小的数据存储空间、有限的信号处理能力和很少的天线数量。

3.2 遍历可达安全速率分析

本节将深入推导并分析FD中继安全传输系统的EASR性能表现。本模型下，瞬时安全容量定义为 $C_S = [C_D - C_E]^+$ ，其中， $[x]^+ \triangleq \max\{0, x\}$ 。 C_D 和 C_E 分别代表合法信道和窃听信道的互信息量，其定义表达式分别为 $C_D = \log_2(1 + \gamma_D)$ 和 $C_E = \log_2(1 + \gamma_E)$ 。在块衰落瑞利信道下，遍历安全容量定义式为^[76]：

$$\mathbb{E}[C_S] = \int_0^\infty \int_0^\infty [C_D - C_E]^+ f(\gamma_D) f(\gamma_E) d\gamma_D d\gamma_E = \mathbb{E}\left[[C_D - C_E]^+\right] \quad (3.17)$$

由杰森不等式，有如下关系成立：

$$\mathbb{E}[C_S] \geq [\mathbb{E}[C_D] - \mathbb{E}[C_E]]^+ \triangleq \bar{C}_S \quad (3.18)$$

其中， \bar{C}_S 为EASR定义式，是PLS领域常用的性能指标。

3.2.1 任意天线数遍历可达安全速率分析

本小节分别给出任意天线数下 $\mathbb{E}[C_D]$ 和 $\mathbb{E}[C_E]$ 的近似解闭合表达式。

利用对数函数的换底公式，合法信道的遍历容量表达式转化为：

$$\mathbb{E}[C_D] = \frac{1}{\ln 2} \mathbb{E}[\ln(1 + \gamma_D)] = \frac{1}{\ln 2} \int_0^\infty \frac{1 - F_{\gamma_D}(x)}{1 + x} dx \quad (3.19)$$

基于式(3.11)、(3.12)与(3.15)，计算出 γ_{SR} 的CDF闭合表达式为：

$$F_{\gamma_{SR}}(x) = 1 - Ke^{-\frac{[(1-\rho)P_S\sigma_{err}^2 + \sigma_R^2]x}{\rho\alpha P_S\Omega_{SR}}} \times \sum_{m=0}^{N_S-1} \sum_{v=0}^m \frac{P_R^{m-v} \Omega_{RR}^{m-v} x^m (\rho\alpha K P_S \Omega_{SR} + P_R \Omega_{RR} x)^{v-m-1} [(1-\rho)P_S\sigma_{err}^2 + \sigma_R^2]^v}{(\rho\alpha P_S \Omega_{SR})^{v-1} v!} \quad (3.20)$$

由式(3.8)和(3.13)，推导得 γ_{RD} 的CDF闭合表达式为：

$$F_{\gamma_{RD}}(x) = 1 - e^{-\frac{\sigma_D^2 x}{P_R \Omega_{RD}}} \sum_{n=0}^{N_D-1} \frac{1}{n!} \left(\frac{\sigma_D^2 x}{P_R \Omega_{RD}} \right)^n \quad (3.21)$$

由式(3.20)和(3.21)，并引用概率论等式 $F_{\min(\mathbf{X}, \mathbf{Y})}(\cdot) = 1 - [1 - F_{\mathbf{X}}(\cdot)][1 - F_{\mathbf{Y}}(\cdot)]$ 得 γ_D 的CDF闭合表达式为：

$$F_{\gamma_D}(x) = 1 - Ke \left[\frac{(1-\rho)P_S\sigma_{err}^2 + \sigma_R^2}{\rho\alpha P_S\Omega_{SR}} + \frac{\sigma_D^2 x}{P_R\Omega_{RD}} \right] x \sum_{m=0}^{N_S-1} \sum_{v=0}^m \sum_{n=0}^{N_D-1} \frac{(\rho\alpha K P_S \Omega_{SR} + P_R \Omega_{RR} x)^{v-m-1}}{v!n!\Omega_{RD}^n (\rho\alpha P_S \Omega_{SR})^{v-1}} \times x^{m+n} P_R^{m-v-n} \Omega_{RR}^{m-v} \sigma_D^{2n} [(1-\rho)P_S\sigma_{err}^2 + \sigma_R^2]^v \quad (3.22)$$

将式(3.22)带入式(3.19)，得 $E[C_D]$ 半闭合表达式为：

$$E[C_D] = \frac{1}{\ln 2} \int_0^{+\infty} e^{-x} \Phi(x) dx \quad (3.23)$$

其中 $\Phi(x)$ 为：

$$\Phi(x) = Ke \left(\frac{(1-\rho)P_S\sigma_{err}^2 + \sigma_R^2}{\rho\alpha P_S\Omega_{SR}} + \frac{\sigma_D^2 x}{P_R\Omega_{RD}} \right) x \sum_{m=0}^{N_S-1} \sum_{v=0}^m \sum_{n=0}^{N_D-1} \frac{(\rho\alpha K P_S \Omega_{SR} + P_R \Omega_{RR} x)^{v-m-1}}{v!n!\Omega_{RD}^n (\rho\alpha P_S \Omega_{SR})^{v-1} (1+x)} \times x^{m+n} P_R^{m-v-n} \Omega_{RR}^{m-v} \sigma_D^{2n} [(1-\rho)P_S\sigma_{err}^2 + \sigma_R^2]^v \quad (3.24)$$

式(22)中的积分不能进一步化简为闭合形式，由此采用数值分析理论中的 GLQ^[77]对式(22)进行充分近似处理。依据 GLQ 积分近似法规则，合法信道的遍历容量近似解闭合表达式为：

$$E[C_D] \approx \frac{1}{\ln 2} \sum_{i=1}^q \omega_i \Phi(z_i) \quad (3.25)$$

其中， $z_i (i=0,1,\dots,q)$ 表示拉盖尔多项式 $L_q(z)$ 的第 i 个根。 $\omega_i (i=0,1,\dots,q)$ 为不依赖于 $\Phi(z)$ 的权重因子，其具体表达式如下： $\omega_i = z_i / [(q+1)L_{q+1}(z_i)]^2$ 。 q 为求积分节点个数。利用文献[78]提供的算法可十分快速地计算 z_i 和 ω_i 。故，可通过式(3.25)对式(3.23)进行有效率的近似。

窃听信道的遍历容量推导方法与上述合法信道遍历容量一致。利用对数函数的换底公式，窃听信道的遍历容量表达式转化为：

$$E[C_E] = \frac{1}{\ln 2} E[\ln(1+\gamma_E)] = \frac{1}{\ln 2} \int_0^{\infty} \frac{1-F_{\gamma_E}(x)}{1+x} dx \quad (3.26)$$

由式(3.10)、(3.11)和(3.12)， γ_E 的 CDF 闭合表达式为：

$$F_{\gamma_E}(x) = 1 - \left[\frac{N_S - 1}{\alpha(N_S - 1) + (1-\alpha)x} \right]^{N_S-1} \frac{\alpha^{N_S} P_S \Omega_{SE} e^{1-\frac{\sigma_E^2}{\alpha P_S \Omega_{SE}} x}}{\alpha P_S \Omega_{SE} + P_R \Omega_{RE} x} \quad (3.27)$$

将式(3.27)代入式(3.26)得 $E[C_E]$ 半闭合表达式为：

$$\mathbb{E}[C_E] = \frac{1}{\ln 2} \int_0^{+\infty} e^{-x} \mathbf{H}(x) dx \quad (3.28)$$

其中, $\mathbf{H}(x)$ 为:

$$\mathbf{H}(x) = \left[\frac{N_S - 1}{\alpha(N_S - 1) + (1 - \alpha)x} \right]^{N_S - 1} \frac{\alpha^{N_S} P_S \Omega_{SE} e^{1 - \frac{\sigma_E^2}{\alpha P_S \Omega_{SE}} x}}{(1 + x)(\alpha P_S \Omega_{SE} + P_R \Omega_{RE} x)} \quad (3.29)$$

根据 GLQ 积分近似法规则, 窃听信道的遍历容量近似解闭合表达式为:

$$\mathbb{E}[C_E] \approx \frac{1}{\ln 2} \sum_{i=1}^q \omega_i \mathbf{H}(z_i) \quad (3.30)$$

最后, 由式(3.18)、(3.25)和(3.30), 任意天线数下系统 EASR 近似解的闭合表达式为:

$$\bar{C}_S \approx \frac{1}{\ln 2} \left[\sum_{i=1}^q \omega_i \Phi(z_i) - \sum_{i=1}^q \omega_i \mathbf{H}(z_i) \right]^+ \quad (3.31)$$

3.2.2 大规模天线遍历可达安全速率分析

针对大规模天线数的情况, 即 N_S 和 N_D 均取极大值, 给出 EASR 分析。

当 $N_S \rightarrow \infty$ 时, 有如下关系成立:

$$\begin{aligned} \gamma_{SR} \Big|_{\text{large}} &= \frac{\rho \alpha P_S \|\mathbf{h}_{SR}\|^2}{(1 - \rho) P_S \sigma_{err}^2 + |\hat{f}_{RR}|^2 P_R + \sigma_R^2} = \frac{\rho \alpha P_S \sum_{i=1}^{N_S} |h_{iR}|^2}{(1 - \rho) P_S \sigma_{err}^2 + |\hat{f}_{RR}|^2 P_R + \sigma_R^2} \\ &= \frac{\rho \alpha P_S N_S \mathbb{E}[|h_{iR}|^2]}{(1 - \rho) P_S \sigma_{err}^2 + |\hat{f}_{RR}|^2 P_R + \sigma_R^2} \end{aligned} \quad (3.32)$$

又因为 $|h_{iR}|^2 \sim \mathbb{E}(\Omega_{SR})$, 即 $\mathbb{E}[|h_{iR}|^2] = \Omega_{SR}$, 当 $N_S \rightarrow \infty$, 进一步化简上式为:

$$\gamma_{SR} \Big|_{\text{large}} = \frac{\rho \alpha P_S \Omega_{SR} N_S}{(1 - \rho) P_S \sigma_{err}^2 + |\hat{f}_{RR}|^2 P_R + \sigma_R^2} \quad (3.33)$$

同理, 有 $\gamma_{RD} \Big|_{\text{large}} = N_D P_R \Omega_{RD} / \sigma_D^2$ 和 $\gamma_2 \Big|_{\text{large}} = (N_S - 1) \Omega_{SE}$ 。

大规模天线条件下, 合法信道遍历容量可表示为:

$$\mathbb{E}[C_D] \Big|_{\text{large}} = \frac{1}{\ln 2} \int_0^{\infty} \frac{1 - F_{\gamma_D \Big|_{\text{large}}}(x)}{1 + x} dx \quad (3.34)$$

其中, $\gamma_D|_{\text{large}}$ 的 CDF 可表示为:

$$F_{\gamma_D|_{\text{large}}}(x) = \begin{cases} 1, & x \geq \frac{N_D P_R \Omega_{RD}}{\sigma_D^2} \\ \Pr \left(\frac{\frac{\rho \alpha P_S N_S \Omega_{SR}}{x} - [(1-\rho) P_S \sigma_{err}^2 + \sigma_R^2]}{P_R} \leq |\hat{f}_{RR}|^2 \right), & x < \frac{N_D P_R \Omega_{RD}}{\sigma_D^2} \end{cases} \quad (3.35)$$

当 $x \geq \rho \alpha P_S \Omega_{SR} N_S / [(1-\rho) P_S \sigma_{err}^2 + \sigma_R^2]$ 且 $x < N_D P_R \Omega_{RD} / \sigma_D^2$ 时, 有:

$$\Pr \left(\frac{\frac{\rho \alpha P_S N_S \Omega_{SR}}{x} - [(1-\rho) P_S \sigma_{err}^2 + \sigma_R^2]}{P_R} \leq |\hat{f}_{RR}|^2 \right) = 1 \quad (3.36)$$

当 $x < \rho \alpha P_S \Omega_{SR} N_S / [(1-\rho) P_S \sigma_{err}^2 + \sigma_R^2]$ 且 $x < N_D P_R \Omega_{RD} / \sigma_D^2$ 时, 由统计分布关系 $|\hat{f}_{RR}|^2 \sim E(K / \Omega_{RR})$ 得:

$$\Pr \left(\frac{\frac{\rho \alpha P_S N_S \Omega_{SR}}{x} - [(1-\rho) P_S \sigma_{err}^2 + \sigma_R^2]}{P_R} \leq |\hat{f}_{RR}|^2 \right) = e^{-K \frac{\rho \alpha P_S N_S \Omega_{SR} - [(1-\rho) P_S \sigma_{err}^2 + \sigma_R^2] x}{P_R \Omega_{RR} x}} \quad (3.37)$$

综上, $\gamma_D|_{\text{large}}$ 的 CDF 闭合表达式为:

$$F_{\gamma_D|_{\text{large}}}(x) = \begin{cases} 1, & x \geq \Xi \\ e^{-K \frac{\rho \alpha P_S N_S \Omega_{SR} - [(1-\rho) P_S \sigma_{err}^2 + \sigma_R^2] x}{P_R \Omega_{RR} x}}, & x < \Xi \end{cases} \quad (3.38)$$

其中, Ξ 具体表达式为:

$$\Xi = \min \left(\frac{\rho \alpha P_S N_S \Omega_{SR}}{(1-\rho) P_S \sigma_{err}^2 + \sigma_R^2}, \frac{P_R N_D \Omega_{RD}}{\sigma_D^2} \right) \quad (3.39)$$

将式(3.38)代入式(3.34), 得大规模天线合法信道遍历容量闭合表达式如下:

$$E[C_D]|_{\text{large}} = \frac{1}{\ln 2} \left\{ \ln(1+\Xi) - e^{-\frac{K[(1-\rho) P_S \sigma_{err}^2 + \sigma_R^2]}{P_R \Omega_{RR}}} \left[\Gamma \left(0, \frac{K \rho \alpha P_S N_S \Omega_{SR}}{P_R \Omega_{RR} \Xi} \right) \right] \right.$$

$$e^{\frac{K\rho\alpha P_S N_S \Omega_{SR}}{P_R \Omega_{RR}}} \Gamma\left(0, \frac{K\rho\alpha P_S N_S \Omega_{SR}}{P_R \Omega_{RR}} \left(1 + \frac{1}{\Xi}\right)\right) \Bigg\} \quad (3.40)$$

其中， $\Gamma(\cdot, \cdot)$ 表示不完全伽马函数。

同理，可得大规模天线条件下窃听信道遍历容量闭合表达式如下：

$$E[C_E]_{\text{large}} = \begin{cases} \frac{\alpha P_S \Omega_{SE}}{(\alpha P_S \Omega_{SE} - P_R \Omega_{RE}) \ln 2} \times \\ \left[e^{\frac{(1-\alpha)P_S \Omega_{SE} + \sigma_E^2}{P_R \Omega_{RE}}} \text{Ei}\left(-\frac{(1-\alpha)P_S \Omega_{SE} + \sigma_E^2}{P_R \Omega_{RE}}\right) - \right. \\ \left. e^{\frac{(1-\alpha)P_S \Omega_{SE} + \sigma_E^2}{\alpha P_S \Omega_{SE}}} \text{Ei}\left(-\frac{(1-\alpha)P_S \Omega_{SE} + \sigma_E^2}{\alpha P_S \Omega_{SE}}\right) \right], & \alpha P_S \Omega_{SE} \neq P_R \Omega_{RE} \\ \frac{1}{\ln 2} \left[1 + \frac{P_S \Omega_{SE} - P_R \Omega_{RE} + \sigma_E^2}{P_R \Omega_{RE}} e^{\frac{P_S \Omega_{SE} - P_R \Omega_{RE} + \sigma_E^2}{P_R \Omega_{RE}}} \times \right. \\ \left. \text{Ei}\left(-\frac{P_S \Omega_{SE} - P_R \Omega_{RE} + \sigma_E^2}{P_R \Omega_{RE}}\right) \right], & \alpha P_S \Omega_{SE} = P_R \Omega_{RE} \end{cases} \quad (3.41)$$

其中， $\text{Ei}(\cdot)$ 为指数积分函数。

将式(3.40)和式(3.41)代入式(3.18)得大规模天线数（也就是， $N_S \rightarrow \infty$ 和 $N_D \rightarrow \infty$ ）下EASR的闭合表达式为：

$$\bar{C}_S|_{\text{large}} = \{E[C_D]_{\text{large}} - E[C_E]_{\text{large}}\}^+ \quad (3.42)$$

3.2.3 渐近性能分析

前文中，推导并给出了常规天线系统EASR近似解闭合表达式和大规模天线系统精确EASR闭合表达式。然而，EASR相关的一系列闭合表达式形式复杂，难以直观体现一些简洁且有意义的性质和结论。为了能够更加有效率地分析系统安全性能且较直观地展示系统安全特性，本小节将分析两种极端情况（也就是， $P_S \rightarrow \infty$ 和 $P_R \rightarrow \infty$ ）下的系统EASR。

3.2.3.1 $P_S \rightarrow \infty$ 时，任意天线数EASR渐近分析

当 $P_S \rightarrow \infty$ 时，式(3.15)应重写为：

$$\gamma_{SR}^{P_S \rightarrow \infty} = \frac{\rho\alpha \|\mathbf{h}_{SR}\|^2}{(1-\rho)\sigma_{err}^2} \quad (3.43)$$

进一步, $\gamma_{SR}^{P_S \rightarrow \infty}$ 和 $\gamma_E^{P_S \rightarrow \infty}$ 的 CDF 闭合表达式可分别计算为:

$$F_{\gamma_{SR}^{P_S \rightarrow \infty}}(x) = 1 - e^{-\frac{(1-\rho)\sigma_{err}^2}{\rho\alpha\Omega_{SR}} \sum_{m=0}^{N_S-1} \left[\frac{(1-\rho)\sigma_{err}^2}{\rho\alpha\Omega_{SR}} x \right]^m} \quad (3.44)$$

$$F_{\gamma_E^{P_S \rightarrow \infty}}(x) = 1 - \left[\frac{\alpha(N_S-1)}{\alpha(N_S-1) + (1-\alpha)x} \right]^{N_S-1} \quad (3.45)$$

由此, $\gamma_D^{P_S \rightarrow \infty}$ 的 CDF 闭合表达式可推导为:

$$F_{\gamma_D^{P_S \rightarrow \infty}}(x) = 1 - e^{-\frac{(1-\rho)P_R\Omega_{RD}\sigma_{err}^2 + \rho\alpha\sigma_D^2\Omega_{SR}}{\rho\alpha P_R\Omega_{SR}\Omega_{RD}} x \sum_{m=0}^{N_S-1} \sum_{n=0}^{N_D-1} \frac{(1-\rho)^m \sigma_{err}^{2m} \sigma_D^{2n} x^{m+n}}{m!n!(\rho\alpha\Omega_{SR})^m (P_R\Omega_{RD})^n}} \quad (3.46)$$

更进一步, $E[C_D]^{P_S \rightarrow \infty}$ 和 $E[C_E]^{P_S \rightarrow \infty}$ 的闭合表达式可分别计算为:

$$E[C_D]^{P_S \rightarrow \infty} = \sum_{m=0}^{N_S-1} \sum_{n=0}^{N_D-1} \frac{(1-\rho)^m \sigma_{err}^{2m} \sigma_D^{2n} (m+n)!}{m!n!(\rho\alpha\Omega_{SR})^m (P_R\Omega_{RD})^n} \times e^{\frac{(1-\rho)P_R\Omega_{RD}\sigma_{err}^2 + \rho\alpha\sigma_D^2\Omega_{SR}}{\rho\alpha P_R\Omega_{SR}\Omega_{RD}}} \Gamma\left(-m-n, \frac{(1-\rho)P_R\Omega_{RD}\sigma_{err}^2 + \rho\alpha\sigma_D^2\Omega_{SR}}{\rho\alpha P_R\Omega_{SR}\Omega_{RD}}\right) \quad (3.47)$$

$$E[C_E]^{P_S \rightarrow \infty} = \frac{(1-N_S)(1-\alpha N_S) + N_S(1-\alpha)}{(N_S-1)(1-\alpha)N_S} {}_2\hat{\delta}_1\left(1, 1; 1+N_S; \frac{1-\alpha N_S}{1-\alpha}\right) \quad (3.48)$$

其中, ${}_2\hat{\delta}_1(\cdot, \cdot; \cdot; \cdot)$ 表示超几何函数。

最后, $P_S \rightarrow \infty$ 时任意天线数系统 EASR 的闭合表达式可表示为:

$$\bar{C}_S^{P_S \rightarrow \infty} = \left\{ E[C_D]^{P_S \rightarrow \infty} - E[C_E]^{P_S \rightarrow \infty} \right\}^+ \quad (3.49)$$

由式(3.49)可知, 当 $P_S \rightarrow \infty$ 时, 任意天线数系统 EASR 的闭合表达式不再与 P_S 和 K 相关。也就是说, 当 P_S 足够大时, 自干扰消除程度不再对 EASR 产生任何影响。因此, 在实际应用中, 此种情况下系统不必装配自干扰消除模块。产生此种状况的原因是, 当 $P_S \rightarrow \infty$ 时, 信源处发出的信号强度远远大于中继广播的信息。但, 式(3.49)仍与 P_R 相关, 这是由 DF 中继协议的作用造成的。

3.2.3.2 $P_R \rightarrow \infty$ 时, 任意天线数 EASR 渐近分析

当 $P_R \rightarrow \infty$ 时, 式(3.15)应重写为 $\gamma_{SR}^{P_R \rightarrow \infty} = 0$ 。故, 中继无法正确解码信源信息, 从而导致 $E[C_D]^{P_R \rightarrow \infty} = 0$ 。同理, 由式(3.10)可知, $\gamma_E^{P_R \rightarrow \infty} = 0$ 和 $E[C_E]^{P_R \rightarrow \infty} = 0$ 。综上, 当 $P_R \rightarrow \infty$ 时, 应有

$$\bar{C}_S^{P_R \rightarrow \infty} = 0 \quad (3.50)$$

由上述分析可知, 当 $P_R \rightarrow \infty$ 时, 任意天线数系统 EASR、合法信道遍历容量和窃听信道遍历容量皆为零。这是因为过大的中继发射功率会对中继自身造成强烈的自干扰, 中继无法正确完成解码工作。进一步, 对合法节点和窃听节点造成严重影响。

3.2.3.3 $P_S \rightarrow \infty$ 时, 大规模天线 EASR 渐近分析

当 $P_S \rightarrow \infty$ 时, 式(3.33)可以被重写为:

$$\gamma_{SR} \Big|_{large}^{P_S \rightarrow \infty} = \frac{\rho \alpha N_S \Omega_{SR}}{(1-\rho) \sigma_{err}^2} \quad (3.51)$$

进一步, 合法信道遍历容量的闭合表达式可计算为:

$$E[C_D] \Big|_{large}^{P_S \rightarrow \infty} = \begin{cases} \log_2 \left(1 + \frac{\rho \alpha N_S \Omega_{SR}}{(1-\rho) \sigma_{err}^2} \right), & P_R \geq \frac{\rho \alpha N_S \Omega_{SR} \sigma_D^2}{(1-\rho) \sigma_{err}^2 N_D \Omega_{RD}} \\ \log_2 \left(1 + \frac{P_R N_D \Omega_{RD}}{\sigma_D^2} \right), & P_R < \frac{\rho \alpha N_S \Omega_{SR} \sigma_D^2}{(1-\rho) \sigma_{err}^2 N_D \Omega_{RD}} \end{cases} \quad (3.52)$$

同理, 式(3.10)应改写为:

$$\gamma_E \Big|_{large}^{P_S \rightarrow \infty} = \frac{\alpha \gamma_1}{(1-\alpha) \Omega_{SE}} \quad (3.53)$$

综上, $\gamma_E \Big|_{large}^{P_S \rightarrow \infty}$ 的 CDF 和对应窃听信道遍历容量闭合表达式可分别推导为:

$$F_{\gamma_E \Big|_{large}^{P_S \rightarrow \infty}}(x) = 1 - e^{-\frac{1-\alpha}{\alpha} x} \quad (3.54)$$

$$E[C_E] \Big|_{large}^{P_S \rightarrow \infty} = \frac{1}{\ln 2} e^{\frac{1-\alpha}{\alpha}} \Gamma \left(0, \frac{1-\alpha}{\alpha} \right) \quad (3.55)$$

最终, 当 $P_S \rightarrow \infty$ 时, 大规模天线系统 EASR 闭合表达式可计算为:

$$\bar{C}_S \Big|_{large}^{P_S \rightarrow \infty} = \left\{ \mathbf{E}[C_D] \Big|_{large}^{P_S \rightarrow \infty} - \mathbf{E}[C_E] \Big|_{large}^{P_S \rightarrow \infty} \right\}^+ \quad (3.56)$$

根据式(3.56), 可获取以下结论。当 $P_R \geq \rho\alpha N_S \Omega_{SR} \sigma_D^2 / [(1-\rho)\sigma_{err}^2 N_D \Omega_{RD}]$ 时, $\bar{C}_S \Big|_{large}^{P_S \rightarrow \infty}$ 不再与 P_S 、 P_R 和 N_D 相关, 同时是关于变量 ρ 或 N_S 的单调增函数。也就是说, 当中继发射功率足够大时, 提高 N_S 可有效地增强大规模天线系统 EASR 性能表现。同时, 信道检测质量对系统 EASR 性能表现影响显著; 当 $P_R < \rho\alpha N_S \Omega_{SR} \sigma_D^2 / [(1-\rho)\sigma_{err}^2 N_D \Omega_{RD}]$, $\bar{C}_S \Big|_{large}^{P_S \rightarrow \infty}$ 不再与 P_S 或 N_S 相关, 同时是关于变量 P_R 或 N_D 的单调增函数。此时, 增加 P_R 或 N_D 可以提升系统 EASR。但 P_R 不应过大, 以防 P_R 大于阈值 $\rho\alpha N_S \Omega_{SR} \sigma_D^2 / [(1-\rho)\sigma_{err}^2 N_D \Omega_{RD}]$ 。假如 P_R 超出此阈值, 会造成 $\bar{C}_S \Big|_{large}^{P_S \rightarrow \infty}$ 不再与 P_R 或 N_D 相关; ρ 不再是 $\bar{C}_S \Big|_{large}^{P_S \rightarrow \infty}$ 中的参数, 意味着此时信道检测的准确性不再对系统 EASR 产生影响。

另外, 当 $P_S \rightarrow \infty$, $\mathbf{E}[C_E] \Big|_{large}^{P_S \rightarrow \infty}$ 仅与变量 α 相关, 且是关于 α 的单调增函数。 Ω_{SE} 和 Ω_{RE} 不再是 EASR 闭合表达式中的变量, 且增加 N_S 或 N_D 能有效地提升系统 EASR 性能表现。

3.2.3.4 $P_R \rightarrow \infty$ 时, 大规模天线 EASR 分析

当 $P_R \rightarrow \infty$ 时, 式(3.33)应被重写为 $\gamma_{SR} \Big|_{large}^{P_R \rightarrow \infty} = 0$, 因此中继无法正确解码, 从而导致 $\mathbf{E}[C_D] \Big|_{large}^{P_R \rightarrow \infty} = 0$ 。同理, 式(3.10)改动为 $\gamma_E \Big|_{large}^{P_R \rightarrow \infty} = 0$, 从而有 $\mathbf{E}[C_E] \Big|_{large}^{P_R \rightarrow \infty} = 0$ 。

综上, $P_R \rightarrow \infty$ 时, 大规模天线系统 EASR 闭合表达式可写为:

$$\bar{C}_S \Big|_{large}^{P_R \rightarrow \infty} = 0 \quad (3.57)$$

当 $P_R \rightarrow \infty$ 时, 大规模天线系统 EASR、合法信道遍历容量和窃听信道遍历容量皆为零。其原因与任意天线数 EASR 在 $P_R \rightarrow \infty$ 条件下的性能表现一致。在实际应用中, 应尽量避免使用过大的中继发射功率。

3.3 仿真分析和讨论

本节给出性能仿真以通过 Monte Carlo 方法验证本文所推导闭合表达式和所给出性能分析的正确性。不失一般性地, 归一化所有 AWGN 方差, 也就是, $\sigma_R^2 = \sigma_D^2 = \sigma_E^2 = 1$ 。同时, 所有信道的信道检测误差和平均信道增益被设置为 $\Omega_{SR} = \Omega_{SE} = \Omega_{RD} = \Omega_{RE} = \sigma_{err}^2 = 0.1$ 。中继处两根天线之间的距离远小于它们与剩余节点间天线的距离, 故设 $\Omega_{RR} = 1$ 。图片上的仿真点皆根据 Monte Carlo 仿真法则由 10^6 次随机信道实现获取。GLQ 积分近似法所使用的点数设置为 $q = 24$, 字

段“LS”代表“大规模天线”。

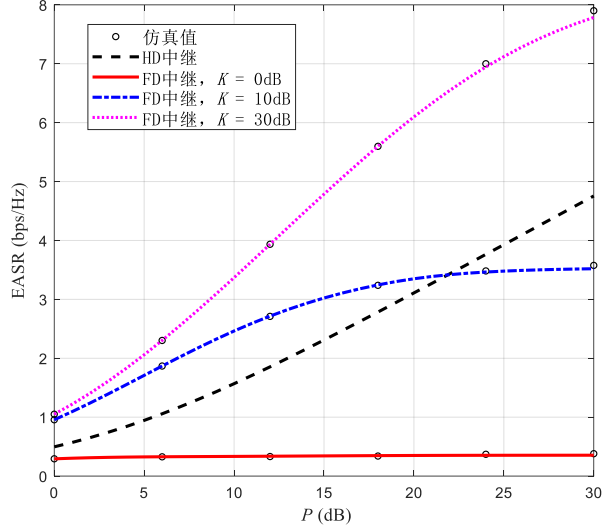


图 3.2 两种中继方案 EASR 性能对比

在系统总发射功率为 P 的条件下，图 3.2 比较了本文所研究 FD 中继方案和传统 HD 中继方案的 EASR 性能表现。值得注意的是，除了 HD 中继方案中继节点处只配备一根工作于半双工模式的天线之外，HD 中继传输方案的系统模型拓扑结构与本文所研究 FD 中继传输方案相同。图 3.2 中的 HD 中继曲线由 Monte Carlo 方法产生并绘制，用于仿真 HD 中继方案的 EASR 性能表现，以便于与 FD 中继方案进行性能比较。同时，剩余所有曲线皆基于式(3.31)。为公平地比较 EASR 性能，两种中继模型中的每个时隙系统总发射功率 P 保持一致，有 $P_S + P_R = P$ 成立。设置信道检测准确程度为 $\rho = 1$ ，意味着信源可获取合法信道的完美 CSI。同时，设置 $N_S = N_D = 6$ 和 $\alpha = 0.5$ 。FD 中继系统中的每个时隙和 HD 中继系统中的第二时隙，分别给信源和中继配置功率 $P/2$ 。值得注意的是，不同于文献[21]，在本文背景下的 HD 中继系统第二时隙中，中继解码并转发信源信息的同时信源广播人工噪声以干扰窃听节点。在 HD 中继系统的第一时隙，由于中继工作于信息接收模式，总系统发射功率 P 此时应全部分配给信源。由图 3.2 可知，基于式(3.31)的性能曲线与对应的 Monte Carlo 仿真值较好地契合，证明了 GLQ 积分近似方法在本文研究背景下的适用性。当 $K = 0$ dB，也就是，没有任何自干扰技术应用的前提下，本文所研究的 FD 中继方案 EASR 性能表现十分糟糕且与 P 不相关。当 $K = 10$ dB 时，FD 中继方案并不总是优于传统 HD 方

案，尤其是在 P 取较大值时更为明显。当 $K = 30 \text{ dB}$ ，也就是自干扰几乎全部消除条件下，对 $P \in [0, 30] \text{ dB}$ 区间，FD 中继方案 EASR 几乎是 HD 方案的两倍。证实了 FD 中继技术提升系统安全性能的优越潜力和自干扰消除技术的高度重要性。

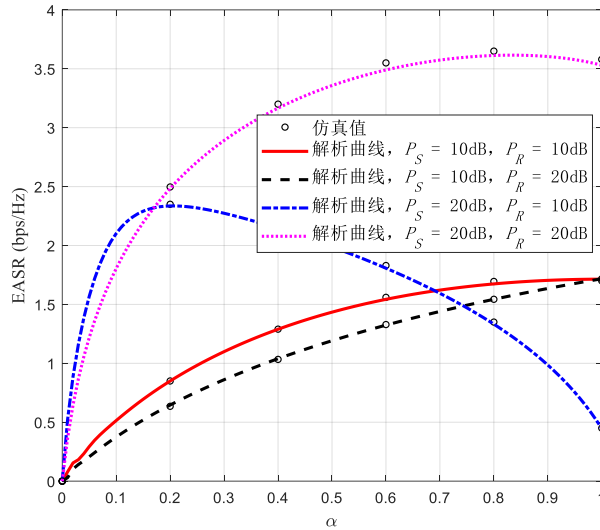


图 3.3 EASR 随 α 变化趋势

图 3.3 展示了在不同 P_S 和 P_R 组合下，系统 EASR 随功率分配因子 α 的变化趋势。本图中，设置 $N_S = N_D = 6$ 、 $\rho = 0.9$ 和 $K = 20 \text{ dB}$ ，所有曲线皆基于式(3.31)。由图 3.3 可知，在 P_S 不变的条件下， P_R 的取值对系统 EASR 有着十分显著的影响。当 P_S 取较小值时（ $P_S = 10 \text{ dB}$ ），EASR 会随 P_R 的增大而有所衰退。这是由于较大的 P_R 会对中继端造成较强的自干扰，进一步损害系统安全性能。当 P_S 取较大值时（ $P_S = 20 \text{ dB}$ ），增大 P_R 并不总会减小 EASR。特别是当 $\alpha > 0.2$ 时，系统 EASR 反而会随 P_R 的增加而有明显提升。这是因为当 α 足够大时，信源分配给有用信号的功率也相对较大，能一定程度降低自干扰对系统安全性能产生的不利影响。

图 3.4 给出了在不同 P_S 条件下任意天线数和大规模天线 EASR 随 K 变化的趋势图。其中，任意天线数 EASR 曲线基于式(3.31)，大规模天线 EASR 曲线基于式(3.42)。本图中，设置大规模天线系统天线数为 $N_S = N_D = 100$ 、任意天线数为 $N_S = N_D = 6$ 、 $P_R = 15 \text{ dB}$ 、 $\rho = 0.9$ 和 $\alpha = 0.5$ 。由图 3.4 可知，任意天线数和大规模天线 EASR 性能曲线皆随 K 的增加而有所提升，同时趋于不同的与 K 无关

却正相关于 P_S 的固定上限值。由以上分析可知，自干扰消除技术对系统 EASR 性能的提升效果存在天花板，并不是无限制的。图 3.4 中，大规模天线系统的性能曲线与对应的仿真值切合完美，证实了式(3.42)推导的正确性。同时，由图可知，大规模天线技术有能力大幅度提升系统 EASR 性能表现。

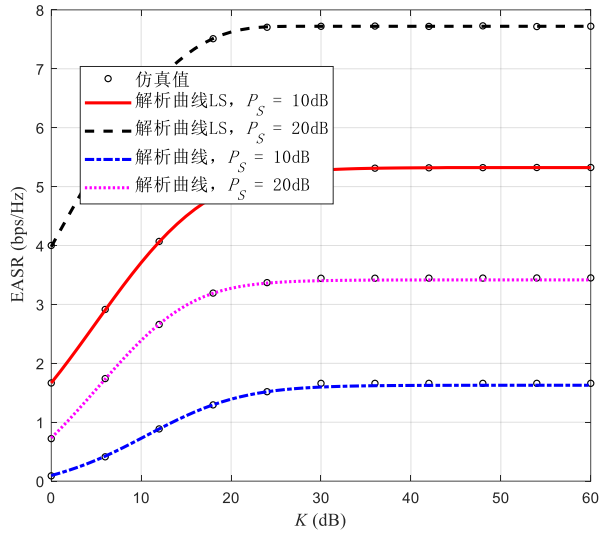


图 3.4 EASR 随 K 变化趋势

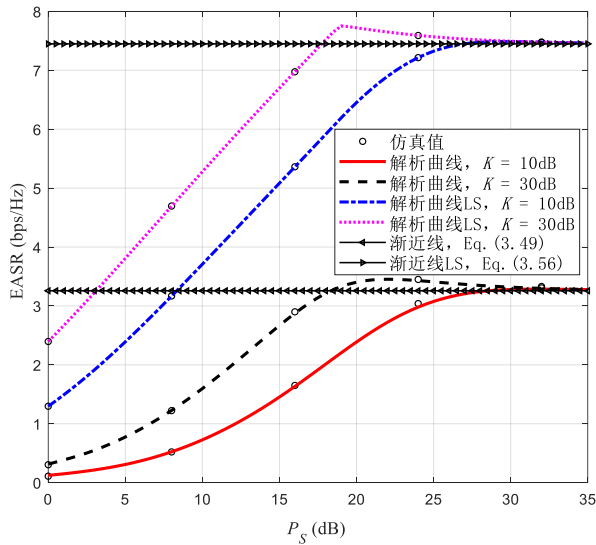


图 3.5 EASR 随 P_S 变化趋势

图 3.5 展示了不同 K 条件下式(3.31)和式(3.42)性能曲线随 P_S 的变化趋势。参数 N_S 、 N_D 、 P_R 、 ρ 和 α 取值与图 3.4 相同。由图 3.5 可知，任意天线数和大规模

模天线 EASR 性能曲线随 P_S 增大而趋向于不同的固定上限值。两条渐近直线与 EASR 曲线在大 P_S 域上完美切合，证明了式(3.49)和式(3.56)推导的正确性。中继采用 DF 协议，将 \min 函数代入合法信道 SINR 的计算过程。因此，在 $K = 30 \text{ dB}$ 时，性能曲线随 P_S 的增大而首先增加然后下降。

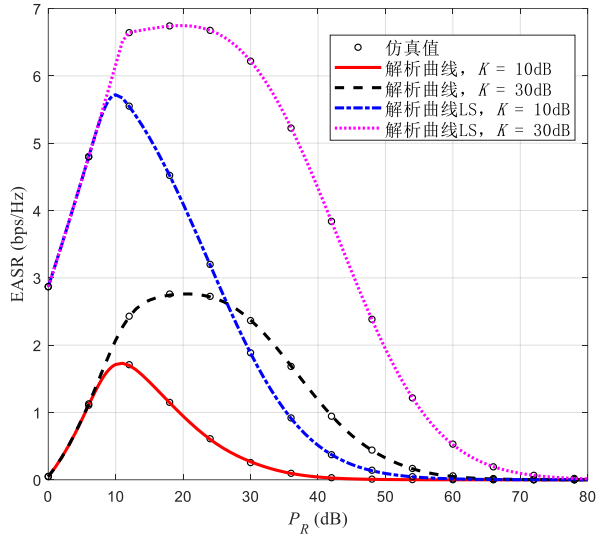


图 3.6 EASR 随 P_R 变化趋势

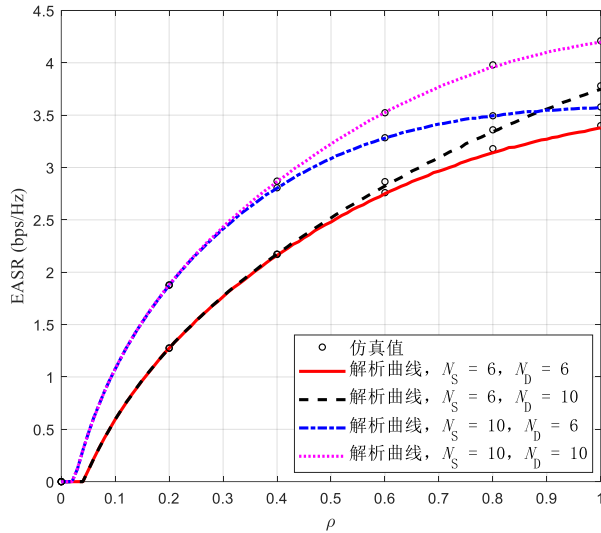


图 3.7 EASR 随 ρ 变化趋势

图 3.6 给出了不同 K 条件下式(3.31)和式(3.42)性能曲线随 P_R 的变化趋势。参

数 N_S 、 N_D 、 ρ 和 α 取值与图 3.4 相同。同时，设置 $P_S = 15$ dB。为验证 $P_R \rightarrow \infty$ 时渐近分析的正确性，本图特意将中继功率取值范围定为 $P_R \in [0, 80]$ dB。但是，应注意，我们关注的中继功率区间应是 $P_R \in [0, 30]$ dB。随着 P_R 的增大，两种中继方案的性能曲线皆趋于零，证实了式(3.50)和式(3.57)推导的正确性。当 P_R 取较小值时（ $P_R \leq 10$ dB）， K 几乎不再与 EASR 曲线相关。这是由于，当中继发射功率远远小于信源发射功率时，自干扰对系统 EASR 产生的不利影响小到可以忽略。中继采用 DF 协议，将 \min 函数代入合法信道 SINR 的计算过程。因此，性能曲线会随 P_R 的增大而首先增加然后下降。

图 3.7 展示了不同 N_S 和 N_D 条件下式(3.31)性能曲线随 ρ 的变化趋势。本图中，设置 $P_S = K = 20$ dB、 $P_R = 15$ dB 和 $\alpha = 0.5$ 。由图可知，系统 EASR 曲线随 ρ 的增大而增加，并于 $\rho = 1$ 时到达最大值。揭示了信道检测准确性对系统安全性能的重要作用。同时，增大 N_S 可有效提升 EASR 性能表现。但是，只有当信道检测准确性比较理想的状态下（例如， $\rho > 0.5$ ），增加 N_D 可以提升系统安全性能表现，表明 N_S 对系统安全性能的影响力远远强于 N_D 。

3.4 本章小结

为帮助合法端对抗窃听节点对系统安全通信性能的伤害，同时提升无线通信系统安全传输性能，本章提出并分析了信源端 ANP 加扰方案在 FD 中继无线通信系统中的应用。在充分考虑信源端不完美信道检测和中继端自干扰存在的前提下，深入分析了所提 FD 中继无线通信系统的 EASR 性能表现。推导并给出了任意天线数系统 EASR 近似解闭合表达式。进一步，计算了大规模天线条件下系统精确 EASR 闭合表达式。为获取更多有意义的结论，给出了两种极端情况下（即， $P_S \rightarrow \infty$ 和 $P_R \rightarrow \infty$ ），系统 EASR 的渐近性能分析。仿真结果证实了 GLQ 积分近似法在本章研究背景下的适用性和准确性。根据理论分析和仿真结果，各系统参数对系统 EASR 的影响得到了充分的展示和深入的分析。同时证实，信源端 ANP 加扰方案能有效提升 FD 中继无线通信系统的安全传输性能。

第4章 全双工目的端加扰在无人机通信系统中的应用

UAV 在当代社会中的应用越来越普遍与广泛，如，巡航拍摄、紧急救援、物资运输和目标搜寻等。由于其具有高机动性、低功耗和可按需部署等特性，UAV 被越来越多地应用于各种无线通信场景，如，移动中继、动态数据收集和应急信号覆盖等。同时，UAV 无线通信系统也被公认为一种有潜力解决 5G 网络部分难题（如，uRLLC 等）的有效手段之一。与基于固定地点基站的地基通信网络相比，UAV 无线通信系统能够方便地建立短距离的视距内（Line-of-Sight, LOS）通信链接，从而有效率地提升无线通信系统中节点间的信道质量。

然而，由于无线信号的广播特性，UAV 无线通信系统很容易被恶意窃听节点截取保密信息。因此，如何提升 UAV 无线通信系统安全性成为研究的热点和难点。PLS 技术在增强 UAV 无线通信系统信息传输安全性上有着得天独厚的优势，可直接利用无线信道的随机特性来提升 UAV 无线通信系统的安全性能。

尽管 PLS 技术在传统的地基无线通信网络背景下得到了广泛且深入的研究，但是其在 UAV 无线通信系统背景中的应用还未得到充分的探索。为填补相关研究空白，本章提出和建模了 FD-DBJ 技术在 UAV 无线通信系统中的应用场景，推导并分析了对应安全性能指标。本章的主要贡献总结如下：

- 1) 在充分考虑不完全自干扰消除和符合实际的 Nakagami- m 信道模型条件下，分别推导出合法接收节点和窃听节点处接收 SNR 的 PDF 和 CDF 闭合表达式。
- 2) 进一步，计算出系统 EASR 近似解闭合表达式和 SOP 的紧凑表达式，讨论并分析了 OPA 因子的存在性和变化趋势
- 3) 为获取更多有意义的结论，在高系统发射功率条件下，推导了渐近 EASR 和渐近 SOP 的闭合表达式，给出了渐近安全性能分析。

4.1 系统模型

4.1.1 无人机下行传输系统

如图 4.1 所示，在 UAV 下行无线传输系统内，UAV（Alice）致力于将保密信息传输给合法接收节点（Bob），同时场景中存在一个被动接听节点（Eve）。

Alice、Bob 和 Eve 分别装配 N_A 根、双根和单根天线。Bob 工作于 FD 模式，一根天线处于接收状态，另一根用于广播人工噪声。本章考虑一种 3D 笛卡尔坐标（Three-Dimensional Cartesian Cylinder Coordinate）场景。在 Alice 和 Bob 正常通信期间，Eve 对其进行窃听。此过程中，假设 Bob 和 Eve 分布在地表上半径为 D 的圆形区域。不失一般性地，令 Bob 坐落在圆心，也就是坐标 $(0,0,0)$ 处。

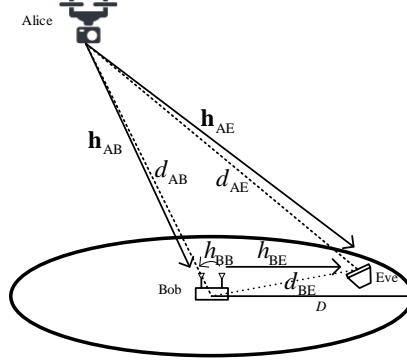


图 4.1 UAV 下行无线传输系统

4.1.2 信道模型

节点 Alice 与 Bob、Alice 与 Eve 和 Bob 与 Eve 间的无线信道分别记为 $\mathbf{h}_{AB} = [h_{1,B}, h_{2,B}, \dots, h_{N_A,B}]$ 、 $\mathbf{h}_{AE} = [h_{1,E}, h_{2,E}, \dots, h_{N_A,E}]$ 和 h_{BE} 。其中， $h_{i,B}$ 、 $h_{i,E}$ 分别表示 Alice 处第 i 根发射天线和 Bob、Eve 之间的信道参数， $i=1,2,\dots,N_A$ 。由于 Bob 工作于 FD 模式，势必存在自干扰信道，其被记为 h_{BB} 。所有的地对空信道，也就是， \mathbf{h}_{AB} 和 \mathbf{h}_{AE} ，包含 LOS、非视距内（NLOS）和多径成分。瑞利信道是一种常见的无线信道模型，但是由于地对空信道中包含强烈的 LOS 成分，因此瑞利信道不再适用于本模型。鉴于此，所有的地对空无线信道全部建模为普适性更强的 Nakagami- m 块衰落信道。也就是，信道参数在一个相干间隔内保持不变，并受制于参数为 m 的独立同分布 Nakagami 衰落。不同于地对空无线信道设置，由于地面建筑物等实体障碍的存在，地表节点间的无线信道（ h_{BB} 和 h_{BE} ）受制于准静态独立同分布的瑞利衰落。所有信道的平均信道增益记分别记为 $E\{|h_{iB}|^2\} = \Omega_{AB}$ 、 $E\{|h_{iE}|^2\} = \Omega_{AE}$ 、 $E\{|h_{BE}|^2\} = \Omega_{BE}$ 和 $E\{|h_{BB}|^2\} = \Omega_{BB}$ 。节点 Alice 和 Bob（Eve）间的距离和衰落系数分别记为 d_{AB} （ d_{AE} ）和 η_{AB} （ η_{AE} ）。值得注意的是，限制系统总发射功率 $P_A + P_B = P$ 。其中，Alice 和 Bob 的发射功率分别记为 $P_A = \alpha P$ 和 $P_B = (1-\alpha)P$ ，参数 α 为功率分配因子。

4.1.3 信干噪比计算

由于 UAV 设备信息处理能力有限，本模型中，Alice 不采用任何预编码技术

只单纯地广播保密信息。节点 Bob 和 Eve 处的接收信号可分别表示为：

$$y_B = \sqrt{P_A d_{AB}^{-\eta_{AB}}} \mathbf{h}_{AB} \mathbf{s} + \sqrt{\rho P_B} h_{BB} v + n_B \quad (4.1)$$

$$y_E = \sqrt{P_A d_{AE}^{-\eta_{AE}}} \mathbf{h}_{AE} \mathbf{s} + \sqrt{P_B d_{BE}^{-\eta_{BE}}} h_{BE} v + n_E, \quad (4.2)$$

其中， $\mathbf{s} \sim \text{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{I}/N_A)$ 代表 Alice 的发射信号， \mathbf{I} 表示维数为 $N_A \times N_A$ 的单位矩阵， $v \sim \text{CN}(0,1)$ 为用于干扰 Eve 的人工噪声信号。同时， $\rho \in [0,1]$ 是一个表征自干扰消除强度的归一化参数。其中， $\rho=1$ 代表 Bob 没有采用自干扰消除技术， $\rho=0$ 表示自干扰得到了完全消除， $\rho \in (0,1)$ 表征不完全自干扰消除。参数 n_B 和 n_E 表示零均值方差分别为 σ_B^2 和 σ_E^2 的 AWGN。

由式(4.1)和式(4.2)可知，节点 Bob 和 Eve 的接收 SINR 分别为：

$$\gamma_B = \frac{P_A d_{AB}^{-\eta_{AB}} \|\mathbf{h}_{AB}\|^2}{\rho N_A P_B |h_{BB}|^2 + N_A \sigma_B^2} \quad (4.3)$$

$$\gamma_E = \frac{P_A d_{AE}^{-\eta_{AE}} \|\mathbf{h}_{AE}\|^2}{N_A P_B d_{BE}^{-\eta_{BE}} |h_{BE}|^2 + N_A \sigma_E^2} \quad (4.4)$$

4.2 安全性能推导

本节将分析系统 EASR 和 SOP 性能表现。EASR 的定义式前文已经详细介绍，不再赘述。SOP 定义为可达安全速率小于给定安全传输速率阈值 R_{th} 的概率值。在本章考虑的无线通信模型中，SOP 定义式为：

$$P_{out}(R_{th}) = \Pr(C_S \leq R_{th}) = \Pr\left(\frac{1+\gamma_B}{1+\gamma_E} \leq 2^{R_{th}}\right) \quad (4.5)$$

4.2.1 先验知识

由于所有的地对空信道受制于独立同分布的 Nakagami- m 衰落，也就是， $|h_{ij}|$ 的包络服从 Nakagami- m 分布， $|h_{ij}|^2$ 服从参数为 m 的独立同分布伽马分布。其中， $j \in (\text{B}, \text{E})$ 用于区分不同的信道参数。

综上， $|h_{ij}|^2$ 的 PDF 和 CDF 闭合表达式可分别表示为：

$$f_{|h_{ij}|^2}(x) = \frac{x^{m_j-1}}{\Gamma(m_j)} \left(\frac{m_j}{\Omega_{Aj}}\right)^{m_j} e^{-\frac{m_j}{\Omega_{Aj}}x} \quad (4.6)$$

$$F_{|h_{ij}|^2}(x) = 1 - \frac{\Gamma\left(m_j, \frac{m_j}{\Omega_{Aj}} x\right)}{\Gamma(m_j)} = 1 - e^{-\frac{m_j}{\Omega_{Aj}} x} \sum_{p=0}^{m_j-1} \frac{1}{p!} \left(\frac{m_j}{\Omega_{Aj}} x\right)^p \quad (4.7)$$

其中， $E\{|h_{ij}|^2\} = \Omega_{Aj}$ ， $\Gamma(\cdot)$ 代表伽马函数， $\Gamma(\cdot, \cdot)$ 表示上不完全伽马函数。参数 m_j 表征 Alice 与 Bob 和 Eve 间的 Nakagami- m 参数。

进一步，变量 $\|\mathbf{h}_{Aj}\|^2$ 的 CDF 和 PDF 闭合表达式分别表示为：

$$F_{\|\mathbf{h}_{Aj}\|^2}(x) = 1 - \frac{\Gamma\left(m_j N_A, \frac{m_j}{\Omega_{Aj}} x\right)}{\Gamma(m_j N_A)} = 1 - e^{-\frac{m_j}{\Omega_{Aj}} x} \sum_{p=0}^{m_j N_A - 1} \frac{1}{p!} \left(\frac{m_j}{\Omega_{Aj}} x\right)^p \quad (4.8)$$

$$f_{\|\mathbf{h}_{Aj}\|^2}(x) = \frac{x^{m_j N_A - 1}}{\Gamma(m_j N_A)} \left(\frac{m_j}{\Omega_{Aj}}\right)^{m_j N_A} e^{-\frac{m_j}{\Omega_{Aj}} x} \quad (4.9)$$

所有的地表无线信道皆受制于独立同分布的瑞利衰落，因此变量 $|h_{Bj}|^2$ 服从独立同分布参数为 $1/\Omega_{Bj}$ 的指数分布，有 $E\{|h_{Bj}|^2\} = \Omega_{Bj}$ 成立。变量 $|h_{Bj}|^2$ 的 PDF 和 CDF 闭合表达式分别表示为：

$$f_{|h_{Bj}|^2}(x) = \begin{cases} \frac{1}{\Omega_{Bj}} e^{-\frac{1}{\Omega_{Bj}} x}, & x > 0 \\ 0, & x \leq 0 \end{cases} \quad (4.10)$$

$$F_{|h_{Bj}|^2}(x) = \begin{cases} 1 - e^{-\frac{1}{\Omega_{Bj}} x}, & x > 0 \\ 0, & x \leq 0 \end{cases} \quad (4.11)$$

4.2.2 信干燥比的统计特性

变量 γ_B 的 CDF 可表示为 $P(\gamma_B \leq x)$ ，结合式(4.8)和式(4.11)，可推导出变量 γ_B 的 CDF 闭合表达式为：

$$F_{\gamma_B}(x) = 1 - \sum_{u=0}^{m_B N_A - 1} \sum_{v=0}^u \binom{u}{v} (N_A m_B x)^u v! \sigma_B^{2(u-v)} \frac{P^{v-u} (\alpha d_{AB}^{-\eta_{AB}} \Omega_{AB})^{v+1-u} (\rho(1-\alpha)\Omega_{BB})^v}{u! (\rho(1-\alpha) N_A m_B \Omega_{BB} x + \alpha d_{AB}^{-\eta_{AB}} \Omega_{AB})^{v+1}} \quad (4.12)$$

对式(4.12)取关于变量 x 的一阶微分，可得变量 γ_B 的 PDF 闭合表达式为：

$$f_{\gamma_B}(x) = \sum_{u=0}^{m_B N_A - 1} \sum_{v=0}^u \binom{u}{v} v! (\alpha d_{AB}^{-\eta_{AB}} \Omega_{AB})^{v+1-u} \frac{P^{v-u} \sigma_B^{2(u-v)} (\rho(1-\alpha) \Omega_{BB})^v (N_A m_B)^u x^{u-1}}{u! (\rho(1-\alpha) N_A m_B \Omega_{BB} x + \alpha d_{AB}^{-\eta_{AB}} \Omega_{AB})^{v+2}} \times \\ \left[\alpha d_{AB}^{-\eta_{AB}} \Omega_{AB} u + \rho(1-\alpha) N_A m_B \Omega_{BB} (u-v-1)x \right] \quad (4.13)$$

变量 γ_E 的 CDF 可表示为 $P(\gamma_E \leq x)$, 结合式(4.8)和式(4.11), 可推导出变量 γ_B 的 CDF 闭合表达式为:

$$F_{\gamma_E}(x) = 1 - \sum_{p=0}^{m_E N_A - 1} \sum_{q=0}^p \binom{p}{q} \times \\ (N_A m_E x)^p q! \sigma_E^{2(p-q)} \frac{P^{q-p} (\alpha d_{AE}^{-\eta_{AE}} \Omega_{AE})^{q+1-p} ((1-\alpha) d_{BE}^{-\eta_{BE}} \Omega_{BE})^q}{p! ((1-\alpha) N_A m_E d_{BE}^{-\eta_{BE}} \Omega_{BE} x + \alpha d_{AE}^{-\eta_{AE}} \Omega_{AE})^{q+1}} \quad (4.14)$$

$$f_{\gamma_E}(x) = \sum_{p=0}^{m_E N_A - 1} \sum_{q=0}^p \binom{p}{q} q! \frac{P^{q-p} \sigma_E^{2(p-q)} ((1-\alpha) d_{BE}^{-\eta_{BE}} \Omega_{BE})^q (N_A m_E)^p x^{p-1}}{p! (N_A m_B (1-\alpha) d_{BE}^{-\eta_{BE}} \Omega_{BE} x + \alpha d_{AE}^{-\eta_{AE}} \Omega_{AE})^{q+2}} \times \\ (\alpha d_{AE}^{-\eta_{AE}} \Omega_{AE})^{q+1-p} \left[\alpha d_{AE}^{-\eta_{AE}} \Omega_{AE} p + (1-\alpha) N_A m_E d_{BE}^{-\eta_{BE}} \Omega_{BE} (p-q-1)x \right] \quad (4.15)$$

4.2.3 遍历可达安全速率推导

本小节应用 GLQ 积分近似法分别给出 $E[C_B]$ 和 $E[C_E]$ 近似解闭合表达式。

合法信道遍历容量可表示为:

$$E[C_B] = \frac{1}{\ln 2} E[\ln(1 + \gamma_B)] = \frac{1}{\ln 2} \int_0^{\infty} \frac{1 - F_{\gamma_B}(x)}{1+x} dx \quad (4.16)$$

将式(4.12)代入式(4.16), 可得 $E[C_B]$ 的半闭合表达式为:

$$E[C_B] = \frac{1}{\ln 2} \int_0^{\infty} e^{-x} \Phi(x) dx \quad (4.17)$$

其中有:

$$\Phi(x) = \sum_{u=0}^{m_B N_A - 1} \sum_{v=0}^u \binom{u}{v} (N_A m_B x)^u v! \sigma_B^{2(u-v)} \frac{e^x (\alpha d_{AB}^{-\eta_{AB}} \Omega_{AB})^{v+1-u}}{u! (1+x)} \times \\ \frac{P^{v-u} (\rho(1-\alpha) \Omega_{BB})^v}{(\rho(1-\alpha) N_A m_B \Omega_{BB} x + \alpha d_{AB}^{-\eta_{AB}} \Omega_{AB})^{v+1}} \quad (4.18)$$

式(4.17)不能被进一步化简为完全闭合形式。由此, 我们采用 GLQ 积分近

似法对式(4.17)进行合理近似处理。经 GLQ 积分近似法处理后，可得近似合法信道遍历容量为：

$$\mathbb{E}[C_B] \approx \frac{1}{\ln 2} \sum_{\varpi=1}^{\mathcal{G}} \omega_{\varpi} \Phi(z_{\varpi}) \quad (4.19)$$

其中， z_{ϖ} ($\varpi = 0, 1, \dots, \mathcal{G}$) 为拉格朗日多项式 $L_{\mathcal{G}}(z)$ 的第 ϖ 个根， ω_{ϖ} 为不依赖于变量 $\Phi(z)$ 的权重因子，表示为：

$$\omega_{\varpi} = \frac{z_{\varpi}}{[(\mathcal{G}+1)L_{\mathcal{G}+1}(z_{\varpi})]^2} \quad (4.20)$$

其中， \mathcal{G} 代表近似积分时所用的点数。值得注意的是， z_{ϖ} 和 ω_{ϖ} 可通过文献[78]提供的算法很有效率地获取。

同理，近似窃听信道遍历容量的闭合表达式可推导为：

$$\mathbb{E}[C_E] \approx \frac{1}{\ln 2} \sum_{\varpi=1}^{\mathcal{G}} \omega_{\varpi} \mathbf{H}(z_{\varpi}) \quad (4.21)$$

其中，变量 $\mathbf{H}(x)$ 具体为：

$$\mathbf{H}(x) = \sum_{p=0}^{m_E N_A - 1} \sum_{q=0}^p \binom{p}{q} (N_A m_E x)^p q! \sigma_E^{2(p-q)} \frac{e^x (\alpha d_{AE}^{-\eta_{AE}} \Omega_{AE})^{q+1-p}}{p!(1+x)} \times \frac{P^{q-p} ((1-\alpha) d_{BE}^{-\eta_{BE}} \Omega_{BE})^q}{((1-\alpha) N_A m_E d_{BE}^{-\eta_{BE}} \Omega_{BE} x + \alpha d_{AE}^{-\eta_{AE}} \Omega_{AE})^{q+1}} \quad (4.22)$$

综上，EASR 近似解的闭合表达式可表示为：

$$\bar{C}_S \approx \frac{1}{\ln 2} \left[\sum_{\varpi=1}^{\mathcal{G}} \omega_{\varpi} \Phi(z_{\varpi}) - \sum_{\varpi=1}^{\mathcal{G}} \omega_{\varpi} \mathbf{H}(z_{\varpi}) \right]^+ \quad (4.23)$$

4.2.4 安全中断概率推导

本小节将推导系统 SOP 的紧凑表达式。

由式(4.5)、式(4.12)和式(4.15)，系统 SOP 的紧凑表达式应计算如下：

$$P_{out} = 1 - \frac{\sum_{u=0}^{m_B N_A - 1} \sum_{v=0}^u \sum_{p=0}^{m_E N_A - 1} \sum_{q=0}^p \binom{u}{v} \binom{p}{q} \frac{v! q! \sigma_B^{2(u-v)} \sigma_E^{2(p-q)} P^{v+q-u-p} N_A^{u+p} m_B^u m_E^p \alpha^{v+q+2-u-p} (1-\alpha)^{v+q}}{u! p!}}{u! p!}$$

$$\begin{aligned}
 & \left(d_{AB}^{-\eta_{AB}} \Omega_{AB}\right)^{v+1-u} \left(\rho \Omega_{BB}\right)^v \left(d_{AE}^{-\eta_{AE}} \Omega_{AE}\right)^{q+1-p} \left(d_{BE}^{-\eta_{BE}} \Omega_{BE}\right)^q \times \\
 & \int_0^{+\infty} \frac{\left[2^{R_{th}}(1+x)-1\right]^u}{\left(\rho(1-\alpha) N_A m_B \Omega_{BB} \left(2^{R_{th}}(1+x)-1\right)+\alpha d_{AB}^{-\eta_{AB}} \Omega_{AB}\right)^{v+1}} \times \\
 & \frac{\left[\alpha d_{AE}^{-\eta_{AE}} \Omega_{AE} p+(1-\alpha) N_A m_E d_{BE}^{-\eta_{BE}} \Omega_{BE} (p-q-1) x\right] x^{p-1}}{\left(N_A m_E (1-\alpha) d_{BE}^{-\eta_{BE}} \Omega_{BE} x+\alpha d_{AE}^{-\eta_{AE}} \Omega_{AE}\right)^{q+2}} dx \\
 & \stackrel{a}{=} 1 - \sum_{u=0}^{m_B N_A - 1} \sum_{v=0}^u \sum_{p=0}^{m_E N_A - 1} \sum_{q=0}^p \sum_{\varepsilon=0}^u \binom{u}{v} \binom{p}{q} \frac{2^{R_{th} \varepsilon} \left(2^{R_{th}} - 1\right)^{u-\varepsilon} \left(d_{AE}^{-\eta_{AE}} \Omega_{AE}\right)^{q+1-p} \left(d_{BE}^{-\eta_{BE}} \Omega_{BE}\right)^q}{u! p!} \times \\
 & \left(d_{AB}^{-\eta_{AB}} \Omega_{AB}\right)^{v+1-u} \left(\rho \Omega_{BB}\right)^v v! q! \sigma_B^{2(u-v)} \sigma_E^{2(p-q)} P^{v+q-u-p} N_A^{u+p} m_B^u m_E^p \alpha^{v+q+2-u-p} (1-\alpha)^{v+q} \times \\
 & \int_0^{+\infty} \frac{\left[\alpha d_{AE}^{-\eta_{AE}} \Omega_{AE} p+(1-\alpha) N_A m_E d_{BE}^{-\eta_{BE}} \Omega_{BE} (p-q-1) x\right] x^{p+\varepsilon-1}}{\left(\rho(1-\alpha) N_A m_B \Omega_{BB} \left(2^{R_{th}}(1+x)-1\right)+\alpha d_{AB}^{-\eta_{AB}} \Omega_{AB}\right)^{v+1}} \times \\
 & \frac{1}{\left(N_A m_E (1-\alpha) d_{BE}^{-\eta_{BE}} \Omega_{BE} x+\alpha d_{AE}^{-\eta_{AE}} \Omega_{AE}\right)^{q+2}} dx \tag{4.24}
 \end{aligned}$$

其中, 式(4.24)里步骤 (a) 基于等式 $\left[2^{R_{th}}(1+x)-1\right]^u = \sum_{\varepsilon=0}^u \left(2^{R_{th}} x\right)^\varepsilon \left(2^{R_{th}} - 1\right)^{u-\varepsilon}$ 。

4.3 渐近安全性能推导

上文给出了 EASR 近似解的闭合表达式和 SOP 的紧凑表达式。为获取更为直观和有意义的结论, 同时能更有效率地分析系统安全传输特性, 本节将给出一种极端情况下 ($P \rightarrow +\infty$), 系统 EASR 和 SOP 的渐近分析。

4.3.1 渐近遍历可达安全速率推导

当 $P \rightarrow +\infty$ 时, 式(4.3)和式(4.4)应分别重写为:

$$\gamma_B^{P \rightarrow +\infty} = \frac{\alpha d_{AB}^{-\eta_{AB}} \|\mathbf{h}_{AB}\|^2}{\rho(1-\alpha) N_A |h_{BB}|^2} \tag{4.25}$$

$$\gamma_E^{P \rightarrow +\infty} = \frac{\alpha d_{AE}^{-\eta_{AE}} \|\mathbf{h}_{AE}\|^2}{(1-\alpha) N_A d_{BE}^{-\eta_{BE}} |h_{BE}|^2} \tag{4.26}$$

结合式(4.8)、式(4.10)、式(4.25)和式(4.26), 可得变量 γ_j 的 CDF 闭合表达式分别为式(4.27)和式(4.29), 其对应的 PDF 闭合表达式可进一步计算为式(4.28)和

式(4.30)，具体如下：

$$F_{\gamma_B^{P \rightarrow +\infty}}(x) = 1 - \sum_{u=0}^{m_B N_A - 1} \frac{\alpha d_{AB}^{-\eta_{AB}} \Omega_{AB} [\rho(1-\alpha) N_A m_B \Omega_{BB} x]^u}{[\rho(1-\alpha) N_A m_B \Omega_{BB} x + \alpha d_{AB}^{-\eta_{AB}} \Omega_{AB}]^{u+1}} \quad (4.27)$$

$$f_{\gamma_B^{P \rightarrow +\infty}}(x) = \sum_{u=0}^{m_B N_A - 1} \frac{\alpha d_{AB}^{-\eta_{AB}} \Omega_{AB} [\rho(1-\alpha) N_A m_B \Omega_{BB}]^u x^{u-1}}{[\rho(1-\alpha) N_A m_B \Omega_{BB} x + \alpha d_{AB}^{-\eta_{AB}} \Omega_{AB}]^{u+2}} \times \\ (\alpha d_{AB}^{-\eta_{AB}} \Omega_{AB} - \rho(1-\alpha) N_A m_B \Omega_{BB} x) \quad (4.28)$$

$$F_{\gamma_E^{P \rightarrow +\infty}}(x) = 1 - \sum_{p=0}^{m_E N_A - 1} \frac{\alpha d_{AE}^{-\eta_{AE}} \Omega_{AE} [(1-\alpha) N_A d_{BE}^{-\eta_{BE}} m_E \Omega_{BE} x]^p}{[(1-\alpha) N_A d_{BE}^{-\eta_{BE}} m_E \Omega_{BE} x + \alpha d_{AE}^{-\eta_{AE}} \Omega_{AE}]^{p+1}} \quad (4.29)$$

$$f_{\gamma_E^{P \rightarrow +\infty}}(x) = \sum_{p=0}^{m_E N_A - 1} \frac{\alpha d_{AE}^{-\eta_{AE}} \Omega_{AE} [(1-\alpha) N_A d_{BE}^{-\eta_{BE}} m_E \Omega_{BE}]^p x^{p-1}}{[(1-\alpha) N_A d_{BE}^{-\eta_{BE}} m_E \Omega_{BE} x + \alpha d_{AE}^{-\eta_{AE}} \Omega_{AE}]^{p+2}} \\ (\alpha p d_{AE}^{-\eta_{AE}} \Omega_{AE} - (1-\alpha) N_A d_{BE}^{-\eta_{BE}} m_E \Omega_{BE} x) \quad (4.30)$$

类似于式(4.23)的推导，结合式(4.27)和式(4.29)，可计算出 $P \rightarrow +\infty$ 渐近 EASR 的闭合表达式为：

$$\bar{C}_S^{P \rightarrow +\infty} = - \sum_{u=0}^{m_B N_A - 1} \frac{\alpha d_{AB}^{-\eta_{AB}} \Omega_{AB} [\rho(1-\alpha) N_A m_B \Omega_{BB}]^u}{(\alpha d_{AB}^{-\eta_{AB}} \Omega_{AB} - \rho(1-\alpha) N_A m_B \Omega_{BB})^{u+1}} \times \\ \left[B\left(\frac{\rho(1-\alpha) N_A m_B \Omega_{BB}}{\alpha d_{AB}^{-\eta_{AB}} \Omega_{AB}}, -u, u+1\right) + \pi \csc(u\pi) \right] + \\ \sum_{p=0}^{m_E N_A - 1} \frac{\alpha d_{AE}^{-\eta_{AE}} \Omega_{AE} [(1-\alpha) N_A d_{BE}^{-\eta_{BE}} m_E \Omega_{BE}]^p}{(\alpha d_{AE}^{-\eta_{AE}} \Omega_{AE} - (1-\alpha) N_A d_{BE}^{-\eta_{BE}} m_E \Omega_{BE})^{p+1}} \times \\ \left[B\left(\frac{(1-\alpha) N_A d_{BE}^{-\eta_{BE}} m_E \Omega_{BE}}{\alpha d_{AE}^{-\eta_{AE}} \Omega_{AE}}, -p, p+1\right) + \pi \csc(p\pi) \right] \quad (4.31)$$

其中， $B(\cdot, \cdot, \cdot)$ 代表不完全 Beta 函数， $\csc(\cdot)$ 表示余割函数。

4.3.2 渐近安全中断概率推导

在 $P \rightarrow +\infty$ 时，系统 SOP 渐近表达式应为：

$$\Pr\left(\frac{1 + \gamma_B^{P \rightarrow +\infty}}{1 + \gamma_E^{P \rightarrow +\infty}} \leq 2^{R_{th}}\right) \quad (4.32)$$

结合式(4.27)和式(4.30)，可得渐近 SOP 的紧凑表达式为：

$$\begin{aligned}
 P_{out}^{P \rightarrow +\infty} = & 1 - \sum_{u=0}^{m_B N_A - 1} \sum_{p=0}^{m_E N_A - 1} \sum_{q=0}^u \binom{u}{q} \frac{\alpha d_{AB}^{-\eta_{AB}} \Omega_{AB} [\rho(1-\alpha) N_A m_B \Omega_{BB}]^u 2^{qR_{th}} (2^{R_{th}} - 1)^{u-q}}{u! p!} \times \\
 & \alpha d_{AE}^{-\eta_{AE}} \Omega_{AE} [(1-\alpha) N_A d_{BE}^{-\eta_{BE}} m_E \Omega_{BE}]^p \times \\
 & \int_0^{+\infty} \frac{[\alpha p d_{AE}^{-\eta_{AE}} \Omega_{AE} - (1-\alpha) N_A d_{BE}^{-\eta_{BE}} m_E \Omega_{BE} x] x^{p+q-1}}{(\rho(1-\alpha) N_A m_B \Omega_{BB} (2^{R_{th}} (1+x) - 1) + \alpha d_{AB}^{-\eta_{AB}} \Omega_{AB})^{u+1}} \times \\
 & \frac{1}{(N_A m_E (1-\alpha) d_{BE}^{-\eta_{BE}} \Omega_{BE} x + \alpha d_{AE}^{-\eta_{AE}} \Omega_{AE})^{p+2}} dx \quad (4.33)
 \end{aligned}$$

4.4 数值仿真及性能分析

本节将基于 Monte Carlo 方法给出数值仿真，以验证所推导闭合表达式的正确性和直观展示各系统参数对安全性能的影响。EASR 和 SOP 解析曲线分别基于式(4.23)和(4.24)，对应渐近线分别基于式(4.31)和(4.33)。所有仿真点皆为通过 10^6 次独立随机信道实现后取平均值而获取。不失一般性地，本节将节点间的距离进行归一化处理。设置 Bob 和 Eve 间的距离作为参考，将节点间剩余的距离标准化。设置平均信道增益和 AWGN 方差分别为： $\Omega_{AB} = \Omega_{AE} = \Omega_{BB} = \Omega_{BE} = 1$ 和 $\sigma_B^2 = \sigma_E^2 = 1$ 。所有的信道衰落因子设置为 $\eta_{AB} = \eta_{AE} = \eta_{BE} = 2$ ，Nakagami- m 参数设为 $m_B = m_E = 2$ 。用于近似积分的 GLQ 点数为 $\mathcal{G} = 24$ 。

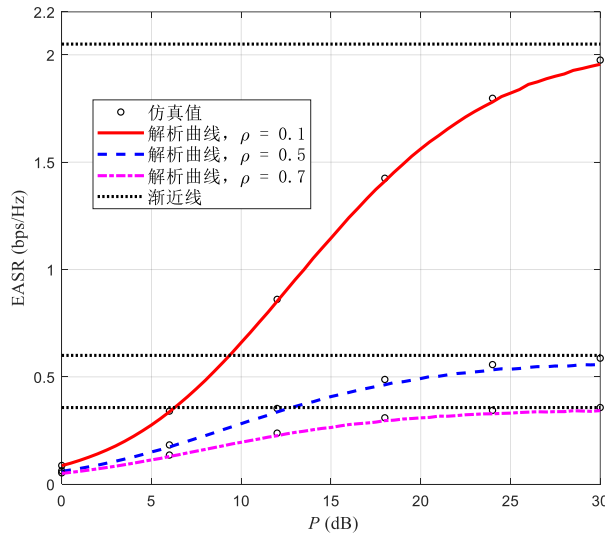


图 4.2 EASR 随 P 变化趋势

图 4.2 展示了在不同 ρ 取值条件下, 系统近似和渐近 EASR 曲线随 P 的变化趋势。其中, 有 $\alpha = 0.5$ 、 $N_A = 2$ 、 $d_{BE} = 1$ 、 $d_{AB} = \sqrt{3}$ 和 $d_{AE} = 2$ 。由图可知, EASR 近似解曲线与仿真点匹配程度很高, 证实了 GLQ 积分近似法在本模型中的适用性。随 ρ 的增加, EASR 反而下降, 揭示了自干扰消除技术的必要性和重要性。随着 P 的增大, EASR 曲线逐渐增大并趋于渐近线, 证实了本章渐近分析部分相关闭合表达式推导的正确性。同时可知, 随 P 的增大, 系统 EASR 并不是无限制上升的, 而是存在性能天花板, 且此天花板与变量 P 无关。因此, 在实际应用中, 不应为提升系统安全传输速率而盲目增加系统发射功率。

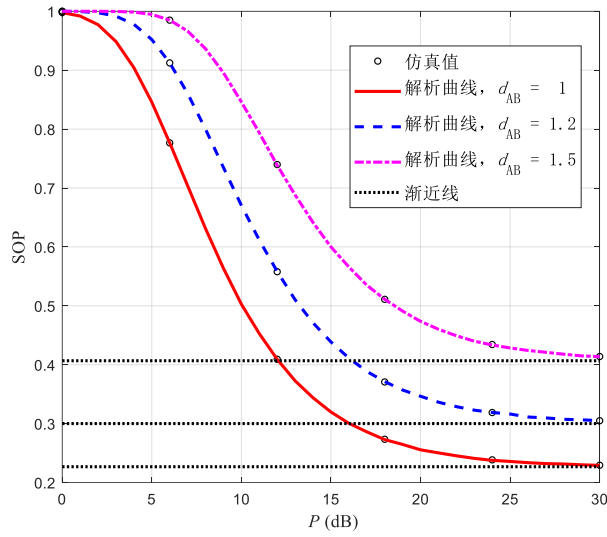


图 4.3 SOP 随 P 变化趋势

图 4.3 给出了不同 d_{AB} 条件下, 系统 SOP 随 P 的变化趋势。其中, 有 $\rho = 0.1$ 、 $\alpha = 0.5$ 、 $N_A = 2$ 、 $d_{BE} = d_{AE} = 1$ 和 $R_{th} = 1\text{bps/Hz}$ 。由图可得, SOP 曲线与仿真点完美切合, 且随 P 的增大趋于渐近线。证实了前文中相关表达式推导的正确性。SOP 曲线随 P 的增大而下降, 且存在一个与变量 P 无关的下界。Alice 距离 Bob 越近, 系统出现安全传输中断的概率越小。这也是 UAV 在无线通信系统中应用的优势之一, 可以按需求灵活调节各通信节点间距离, 以增强安全通信性能。

图 4.4 展示了在不同 N_A 和 P 取值条件下, 系统 SOP 随变量 α 的变化趋势。其中, 有 $\rho = 0.1$ 、 $d_{BE} = 1$ 、 $d_{AB} = \sqrt{3}$ 、 $d_{AE} = 2$ 和 $R_{th} = 1\text{bps/Hz}$ 。由图可知, 增加 P 或者在 Alice 处部署更多的发射天线能够有效地提升系统安全传输性能。同时, 随变量 α 的增加, SOP 曲线先减小然后急剧上升。对于不同的 N_A 和 P 取值对,

总是存在一个特定的 α^* 能够最小化系统安全中断概率。在给定 N_A 条件下, 增加 P 会造成 α^* 的增大。也就是说在不增加 Alice 处发射天线数目的条件下, 欲达到最好的 SOP 性能表现, 需要在增加系统总发射功率的同时, 将更多功率分配给信源端。

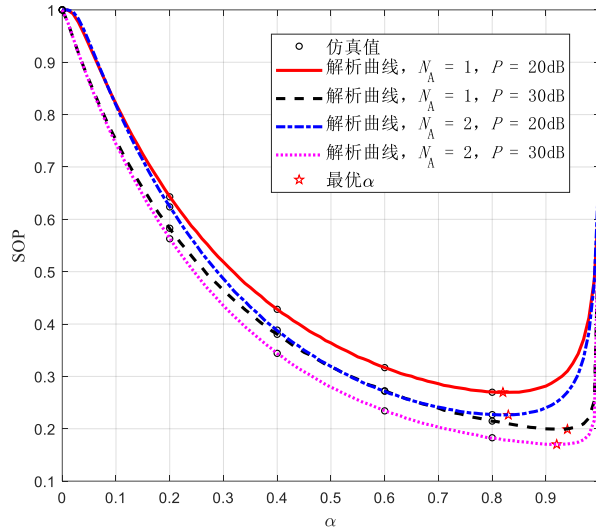


图 4.4 SOP 随 α 变化趋势

4.5 本章小结

本章分析并研究了 FD-DBJ 方案在 UAV 无线通信系统中的安全传输性能表现。为充分分析系统的安全传输性能, 在考虑目的端自干扰信道前提下, 通过 GLQ 积分近似法求取了系统 EASR 近似解的闭合表达式, 推导了系统 SOP 的紧凑表达式。为获取更多有用信息, 推导了系统在总发射功率趋于无穷大时渐近 EASR 闭合表达式和渐近 SOP 紧凑表达式。数值分析和性能仿真证实了表达式推导和理论分析的正确性和 FD-DBJ 方案在 UAV 无线通信系统中提升安全通信性能的有效性。

第 5 章 结论与展望

5.1 本文总结

作为一种行之有效的 PLS 方案，人工噪声技术能够切实有效地降低非法节点的窃听信号质量，从而提升无线传输系统的安全通信性能。为广泛且深入地探究人工噪声技术，本文全面分析了三种实用场景下人工噪声技术的安全性能表现，分别为：人工噪声在 FD-DBJ 系统中的应用、ANP 技术在 FD 中继无线传输系统中的应用和人工噪声加扰技术在 UAV 通信系统中的应用。针对三种不同应用场景，详细探讨了安全性能优化和安全性能分析两大研究焦点，丰富和补充了相关技术的研究内容和空白。

本文的具体工作和贡献总结如下：

- 1) 在 FD 多天线目的端人工噪声加扰无线传输系统中，提出和探讨了可达安全速率最大化的安全性能优化问题。研究表明，与没有应用任何优化技术的情况相比，结合了 OPA 技术和 AMS 算法的联合优化方案能够大幅度提升 FD 多天线目的端加扰策略的安全性能表现，且 OPA 技术和 AMS 算法之间相互独立，能单独增强一定程度的安全性能。
- 2) 在 FD 中继无线通信系统中，关于信源端 ANP 技术提升系统安全通信性能的安全性能分析问题得到了系统的研究。与 ANP 方案在 HD 中继系统中的应用相比，ANP 策略与 FD 中继技术相结合能够大幅度提升无线传输系统的 EASR。同时，不完美信道状态信息和中继处自干扰信道对系统安全性能的影响得到了量化分析。GLQ 积分近似法是一种解决系统 EASR 闭合表达式不可解或过分复杂问题行之有效的近似工具。大规模天线技术能够大幅度提升无线传输系统的安全速率表现，渐近性能分析指明和量化了极端情况下的系统安全传输性能发展趋势和上下限。
- 3) 在 UAV 无线通信场景中，探讨了 FD-DBJ 技术的安全性能分析问题。在考虑符合实际的无线信道模型条件下，推导了 ESAR 和 SOP 的相关闭合表达式，分析了各系统参数对 UAV 通信系统安全性能的影响。其中，FD 多天线目的端处的自干扰消除程度对系统的 EASR 和 SOP 有着举足轻重的影响。

综上所述，本文所研究的无线安全通信性能优化和分析成果丰富了人工噪声加扰技术的理论依据。同时，对实际系统的设计具有一定指导意义。

5.2 未来展望

随着人类科学技术的不断演进，越来越多的数据需要通过无线通信手段进行交互。在保证无线通信的有效性和可靠性的同时，提升信息传输的安全性是一个十分重要且必要的现实要求。现阶段，无线通信特别是 5G 技术的发展，使得无线通信系统中传输数据的数量和速度呈现爆炸式增长和提升。保证现阶段及未来无线通信网络的安全传输是一切与无线通信相关新兴技术长期稳定发展的重要前提。PLS 技术能直接利用无线信道的随机属性在计算机网络 OSI 模型中的最底层增强甚至保证无线数据传输的安全性，已然成为全球业界人士研究的焦点，是保证未来无线通信网络安全传输的有力手段。

本文在不同场景深入且透彻地研究了 PLS 方案——人工噪声加扰技术的安全性能优化和安全性能分析问题。然而，时间、精力和文章篇幅有限，定存在一些研究空白和不足。现，将更进一步的研究方向概述如下：

- 1) MIMO 技术是一种提升系统信息传输效率十分重要和有效的技术。在所有合法节点及窃听节点都装配多天线的无线通信场景中研究相关 PLS 技术性能优化及分析问题符合未来无线通信技术发展趋势。
- 2) 本文研究的主要安全性能指标为 EASR 和 SOP, 为丰富研究内容和全面展示系统安全通信性能，有必要推导和分析更多安全性能指标，如中断概率、窃听概率、安全分集阶数和安全阵列增益等。
- 3) 随机几何 (Stochastic Geometry) 是一种研究通信节点空间位置分布的常见和有效数学工具。将随机几何引入 UAV 无线传输系统是一种十分切合实际和有意义的研究方向，如将单个或多个 UAV 节点的位置分布建模为泊松点过程 (Poisson Point Process, PPP)。
- 4) UAV 以其空间位置灵活性著称，为充分发挥此特性，十分有必要研究以 UAV 飞行轨迹优化为基础的相关系统安全性能优化问题。

受限于眼界与能力，本文若存在谬误，敬请同行、专家和学者们不吝斧正。

参考文献

- [1] Giyenko A, Cho Y I. Intelligent UAV in smart cities using IoT[C]. IEEE International Conference on Control, Automation and Systems, Gyeongju, 2016: 207-210.
- [2] Wu Y, Khisti A, Xiao C, et al. A survey of physical layer security techniques for 5G wireless networks and challenges ahead[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2018, 36(4): 679-695.
- [3] Deng Y, Wang L, Elkashlan M, et al. Physical layer security in three-tier wireless sensor networks: A stochastic geometry approach[J]. IEEE Transactions on Information Forensics and Security, 2016, 11(6): 1128-1138.
- [4] Abedi M R, Mokari N, Saeedi H, et al. Robust resource allocation to enhance physical layer security in systems with full-duplex receivers: Active adversary[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2017, 16(2): 885-899.
- [5] Zhao R, Lin H, He Y C, et al. Secrecy performance of transmit antenna selection for MIMO relay systems with outdated CSI[J]. IEEE Transactions on Communications, 2018, 66(2): 546-559.
- [6] Wyner A D. The wire-tap channel[J]. Bell System Technical Journal, 1975, 54(8): 1355-1387.
- [7] Jayant N S. Spectral location of Rayleigh and “m” fading signals in white Gaussian noise[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1970, aes-6(2): 228-238.
- [8] Mahmood N H, Ansari I S, Popovski P, et al. Physical-layer security with full-duplex transceivers and multiuser receiver at Eve[J]. IEEE Transactions on Communications, 2017, 65(10): 4392-4405.
- [9] Li Y, Zhao R, Tan X, et al. Secrecy performance analysis of artificial noise aided precoding in full-duplex relay systems[C]. IEEE Global Communications Conference, Singapore, 2017: 1-6.
- [10] Riihonen T, Werner S, Wichman R. Hybrid full-duplex/half-duplex relaying with transmit power adaptation[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2011, 10(9): 3074-3085.
- [11] Li Y, Zhao R, Wang Y, et al. Artificial noise aided precoding with imperfect CSI in full-duplex relaying secure communications[J]. IEEE Access, 2018, 6: 44107-44119.
- [12] Zhou Y, Xiang Z Z, Zhu Y, et al. Application of full-duplex wireless technique into secure MIMO communication: Achievable secrecy rate based optimization[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2014, 21(7): 804-808.
- [13] Riihonen T, Werner S, Wichman R. Mitigation of loopback self-interference in full-duplex MIMO relays[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2011, 59(12): 5983-5993.

- [14] Shojaeifard A, Wong K K, Renzo M D, et al. Self-interference in full-duplex multi-user MIMO channels[J]. *IEEE Communications Letters*, 2017, 21(4): 841-844.
- [15] Duarte M, Dick C, Sabharwal A. Experiment-driven characterization of full-duplex wireless systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2012, 11(12): 4296-4307.
- [16] Day B P, Margetts A R, Bliss D W, et al. Full-duplex bidirectional MIMO: achievable rates under limited dynamic range[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2012, 60(7): 3702-3713.
- [17] Jin J, Xiao C, Tao M, et al. Linear precoding for cognitive multiple access wiretap channel with finite-alphabet inputs[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2017, 66(4): 3059-3070.
- [18] Zheng T X, Wang H M. Optimal power allocation for artificial noise under imperfect CSI against spatially random eavesdroppers[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2016, 65(10): 8812-8817.
- [19] Li Y, Zhao R, Fan L, et al. Antenna mode switching for full-duplex destination-based jamming secure transmission[J]. *IEEE Access*, 2018, 6: 9442-9453.
- [20] Wang H M, Wang C, Zheng T X, et al. Impact of artificial noise on cellular networks: A stochastic geometry approach[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2016, 15(11): 7390-7404.
- [21] Zhao R, Huang Y, Wang W, et al. Ergodic achievable secrecy rate of multiple-antenna relay systems with cooperative jamming[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2016, 15(4): 2537-2551.
- [22] Hu J, Yan S, Shu F, et al. Artificial-noise-aided secure transmission with directional modulation based on random frequency diverse arrays[J]. *IEEE Access*, 2017, 5: 1658-1667.
- [23] Shu F, Wu X, Li J, et al. Robust synthesis scheme for secure multi-beam directional modulation in broadcasting systems[J]. *IEEE Access*, 2016, 4: 6614-6623.
- [24] Yan S, Zhou X, Yang N, et al. Artificial-noise-aided secure transmission in wiretap channels with transmitter-side correlation[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2016, 15(12): 8286-8297.
- [25] Shu F, Xu L, Wang J, et al. Artificial-noise-aided secure multicast precoding for directional modulation systems[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2018, 67(7): 6658-6662.
- [26] Mukherjee A, Swindlehurst A L. Robust beamforming for security in MIMO wiretap channels with imperfect CSI[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2010, 59(1): 351-361.
- [27] Lin S C, Chang T H, Liang Y L, et al. On the impact of quantized channel feedback in guaranteeing secrecy with artificial noise: The noise leakage problem[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2011, 10(3): 901-915.

-
- [28] Zhang X, Mckay M R, Zhou X, et al. Artificial-noise-aided secure multi-antenna transmission with limited feedback[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2015, 14(5): 2742-2754.
- [29] Wang H M, Wang C, Ng D W K. Artificial noise assisted secure transmission under training and feedback[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2015, 63(23): 6285-6298.
- [30] Zhou X, Mckay M R. Secure transmission with artificial noise over fading channels: Achievable rate and optimal power allocation[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2010, 59(8): 3831-3842.
- [31] Xiong Q, Gong Y, Liang Y C, et al. Achieving secrecy of MISO fading wiretap channels via jamming and precoding with imperfect channel state information[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2014, 3(4): 357-360.
- [32] Huang J, Swindlehurst A L. Cooperative jamming for secure communications in MIMO relay networks[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2011, 59(10): 4871-4884.
- [33] Ding Z, Peng M, Chen H H. A general relaying transmission protocol for MIMO secrecy communications[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2012, 60(11): 3461-3471.
- [34] Akhtar A M, Behnad A, Wang X. On the secrecy rate achievability in dual-hop amplify-and-forward relay networks[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2014, 3(5): 493-496.
- [35] Li W, Ghogho M, Chen B, et al. Secure communication via sending artificial noise by the receiver: Outage secrecy capacity/region analysis[J]. *IEEE Communications Letters*, 2012, 16(10): 1628-1631.
- [36] Akgun B, Koyluoglu O O, Krunz M. Receiver-based friendly jamming with single-antenna full-duplex receivers in a multiuser broadcast channel[C]. *IEEE Global Communications Conference, San Diego, 2015: 1-6.*
- [37] Li L, Chen Z, Zhang D, et al. A full-duplex Bob in the MIMO Gaussian wiretap channel: Scheme and performance[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2016, 23(1): 107-111.
- [38] Masood M, Ghayeb A, Babu P, et al. A minorization-maximization algorithm for maximizing the secrecy rate of the MIMOME wiretap channel[J]. *IEEE Communications Letters*, 2017, 21(3): 520-523.
- [39] Zheng G, Krikidis I, Li J, et al. Improving physical layer secrecy using full-duplex jamming receivers[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2013, 61(20): 4962-4974.
- [40] Zhou Z, Peng M, Zhao Z, et al. Joint power splitting and antenna selection in energy harvesting relay channels[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2015, 22(7): 823-827.
- [41] Zhou M, Cui H, Song L, et al. Transmit-receive antenna pair selection in full duplex systems[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2014, 3(1): 34-37.
- [42] Jang S, Ahn M, Lee H, et al. Antenna selection schemes in bi-directional full-duplex MIMO systems[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2016, 65(12): 10097-10100.

- [43] Xing H, Wong K K, Chu Z, et al. To harvest and jam: A paradigm of self-sustaining friendly jammers for secure AF relaying[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2015, 63(24): 6616-6631.
- [44] Mamaghani M T, Kuhestani A, Wong K K. Secure two-way transmission via wireless-powered untrusted relay and external jammer[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2018, 67(9): 8451-8465.
- [45] Wu H, Tao X, Han Z, et al. Secure transmission in MISOME wiretap channel with multiple assisting jammers: Maximum secrecy rate and optimal power allocation[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2017, 65(2): 775-789.
- [46] Guo H, Yang Z, Zhang L, et al. Power-constrained secrecy rate maximization for joint relay and jammer selection assisted wireless networks[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2017, 65(5): 2180-2193.
- [47] Li Q, Yang L. Artificial noise aided secure precoding for MIMO untrusted two-way relay systems with perfect and imperfect channel state information[J]. *IEEE Transactions on Information Forensics and Security*, 2018, 13(10): 2628-2638.
- [48] Ramadan Y R, Minn H. Artificial noise aided hybrid precoding design for secure mmWave MISO systems with partial channel knowledge[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2017, 24(11): 1729-1733.
- [49] Pham T V, Hayashi T, Pham A T. Artificial-noise-aided precoding design for multi-user visible light communication channels[J]. *IEEE Access*, 2019, 7: 3767-3777.
- [50] Zhao R, Tan X, Chen D H, et al. Secrecy performance of untrusted relay systems with a full-duplex jamming destination[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2018, 67(12): 11511-11524.
- [51] Tan X, Zhao R, Li Y. Large-scale antennas analysis of untrusted relay system with cooperative jamming[C]. *IEEE International Conference on Network and Service Management*, Japan, 2017: 1-5.
- [52] Osorio D P M, Olivo E E B, Alves H. Secrecy performance for multiple untrusted relay networks using destination-based jamming with direct link[C]. *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Bologna, 2018: 1-5.
- [53] Tang X, Cai Y, Deng Y, et al. Energy-constrained SWIPT networks: Enhancing physical layer security with FD self-jamming[J]. *IEEE Transactions on Information Forensics and Security*, 2019, 14(1): 212-222.
- [54] Nguyen P X, Nguyen H V, Nguyen V D, et al. UAV-enabled jamming noise for achieving secure communications in cognitive radio networks. *IEEE Consumer Communications and Networking Conference*, Las Vegas, 2019: 1-6.
- [55] Wang Q, Chen Z, Mei W, et al. Improving physical layer security using UAV-enabled mobile relaying[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2017, 6(3): 310-313.

-
- [56] Zhu Y, Zheng G, Fitch M. Secrecy rate analysis of UAV-enabled mmWave networks using Matérn hardcore point processes[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2018, 36(7): 1397-1409.
- [57] Zou Y, Li X, Liang Y C. Secrecy outage and diversity analysis of cognitive radio systems[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2014, 32(11): 2222-2236.
- [58] Liu Y, Li J, Petropulu A P. Destination assisted cooperative jamming for wireless physical-layer security[J]. *IEEE Transactions on Information Forensics and Security*, 2013, 8(4): 682-694.
- [59] Yang Y, Li Q, Ma W K, et al. Cooperative secure beamforming for AF relay networks with multiple eavesdroppers[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2013, 20(1): 35-38.
- [60] Zou Y, Wang X, Shen W. Optimal relay selection for physical-layer security in cooperative wireless networks[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2013, 31(10): 2099-2111.
- [61] Fakoorian S A A, Swindlehurst A L. Solutions for the MIMO Gaussian wiretap channel with a cooperative jammer[J]. *IEEE Transactions on signal Processing*, 2011, 59(10): 5013-5022.
- [62] Chen J, Zhang R, Song L, et al. Joint relay and jammer selection for secure two-way relay networks[J]. *IEEE Transactions on Information Forensics and Security*, 2012, 7(1): 310-320.
- [63] Hui H, Swindlehurst A L, Li G, et al. Secure relay and jammer selection for physical layer security[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2015, 22(8): 1147-1151.
- [64] Chen G, Gong Y, Xiao P, et al. Physical layer network security in the full-duplex relay system[J]. *IEEE transactions on information forensics and security*, 2015, 10(3): 574-583.
- [65] Zhu F, Gao F, Yao M, et al. Joint information-and jamming-beamforming for physical layer security with full duplex base station[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2014, 62(24): 6391-6401.
- [66] Vilela J P, Bloch M, Barros J, et al. Wireless secrecy regions with friendly jamming[J]. *IEEE Transactions on Information Forensics and Security*, 2011, 6(2): 256-266.
- [67] Jing Y, Jafarkhani H. Network beamforming using relays with perfect channel information[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2009, 55(6): 2499-2517.
- [68] Boyd S, Vandenberghe L. *Convex optimization*[M]. Cambridge university press, 2004.
- [69] Zhu Y, Zhou Y, Patel S, et al. Artificial noise generated in MIMO scenario: Optimal power design[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2013, 20(10): 964-967.
- [70] Park K H, Wang T, Alouini M S. On the jamming power allocation for secure amplify-and-forward relaying via cooperative jamming[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2013, 31(9): 1741-1750.
- [71] Mou W, Cai Y, Yang W, et al. Exploiting full duplex techniques for secure communication in SWIPT system[C]. *IEEE International Conference on Wireless Communications & Signal Processing*, Nanjing, 2015: 1-6.

- [72] 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.
- [73] Duong T Q, Bao V N Q, Zepernick H. On the performance of selection decode-and-forward relay networks over Nakagami- m fading channels[J]. IEEE Communications Letters, 2009, 13(3): 172-174.
- [74] Li Q, Ma W K, Han D. Sum secrecy rate maximization for full-duplex two-way relay networks using Alamouti-based rank-two beamforming[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2016, 10(8): 1359-1374.
- [75] Bi Y, Chen H. Accumulate and jam: Towards secure communication via a wireless-powered full-duplex jammer[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2016, 10(8): 1538-1550.
- [76] Bloch M , Barros J , Rodrigues M R D , et al. Wireless information-theoretic security[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2008, 54(6): 2515-2534.
- [77] Yan S, Yang N, Malaney R, et al. Antenna switching for security enhancement in full-duplex wiretap channels[C]. IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps), Austin, 2014: 1308-1313.
- [78] Recktenwald G W. Numerical methods with MATLAB: Implementations and applications[M]. New Jersey: Prentice Hall, 2000.

致 谢

又到凤凰花开时候，如白驹过隙的研究生三年时光即将落幕。此情此景，往事如历经岁月洗礼后的胶片，在脑海接连放映，不愿停歇。酸甜苦辣点缀了时光、人情冷暖刻画了岁月，皆如过眼烟云。明德厚学高亮了韶华，沉毅笃行绚烂了光阴，尽将一以贯之。在临别之际，向所有帮助过我的人表达衷心的感谢。

首先，十分感谢赵睿老师在人生和学术上对我的指导和帮助。在科研和教学上，他是一位教育背景极好、理论知识体系扎实和学术科研资历深厚的青年才俊。在我研究生阶段的成长过程中，赵老师起到了至关重要的启蒙、引导和助力作用。在生活上，他是一位充满正能量、乐观豁达、积极向上的知心朋友，让我学会了笑对人生、锐意进取、无问西东的生活哲理。

其次，非常感激各位授课老师，帮助学生夯实专业基础。特别感谢贺玉成老师，他对科研认真细心的态度，非常值得我们学习。

此外，感谢师兄袁毅、谭星、聂志巧和方嘉佳在科研道路和日常生活中给予我帮助；感谢我的同窗吴奇、王聪和师弟师妹欧阳大亮、杨裕琳、徐伟、周洁、张孟杰、王培臣，在生活中给予的帮助和支持。当然，最应感谢我的父母，在精神和物质条件上无私地支持我，让我有足够的空间全身心地追求我的理想和目标。

最后，由衷的感谢评审专家和评审老师，感谢他们百忙之中对本论文的审阅和指导。

个人简历、在学期间发表的学术论文和研究成果

个人简历

李元健，男，1993年6月出生于山东德州。2011年9月至2015年6月就读于南京工业大学信息科学与技术学院，2015年5月获得通信工程专业学士学位。2016年9月至今就读于华侨大学信息科学与工程学院信息与通信工程专业。

在学期间发表的学术论文和研究成果

- [1] **Yuanjian Li**, Rui Zhao, Xing Tan, Zhiqiao Nie. Secrecy performance analysis of artificial noise aided precoding in full-duplex relay systems[C]. IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), Singapore, 2017. (EI 检索会议)
- [2] **Yuanjian Li**, Rui Zhao, Lisheng Fan, An Liu. Antenna mode switching for full-duplex destination-Based jamming secure transmission[J]. IEEE Access, 2018, 6: 9442-9453. (SCI 源刊, 影响因子: 3.557)
- [3] **Yuanjian Li**, Rui Zhao, Yi Wang, Gaofeng Pan, Chunguo Li. Artificial noise aided precoding with imperfect CSI in full-duplex relaying secure communications[J]. IEEE Access, 2018, 6: 44107-44119. (SCI 源刊, 影响因子: 3.557)
- [4] **李元健**, 赵睿, 谭星, 聂志巧. 全双工目的端加扰安全传输系统中的天线模式切换[J]. 信号处理, 2018, 34(4): 457-464. (CSCD 核心期刊)
- [5] Xing Tan, Rui Zhao, **Yuanjian Li**. Large-scale antennas analysis of untrusted relay system with cooperative jamming[C]. IEEE International Conference on Network and Service Management (CNSM), Japan, 2017. (EI 检索会议)
- [6] Zhiqiao Nie, Rui Zhao, **Yuanjian Li**, Xing Tan. A full-duplex SWIPT relaying protocol based on discrete energy state[C]. IEEE International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC), Indonesia, 2017. (EI 检索会议)
- [7] 赵睿, 谭星, **李元健**, 李春国. 全双工加扰的非可信中继系统的渐近性能分析[J]. 通信学报, 2018, 39(09): 24-34 (EI 检索期刊)
- [8] 欧阳大亮, 赵睿, 王毅, **李元健**, 杨裕琳. 多用户分集与能量受限非可信中继系统遍历安全性能分析[J]. 信号处理, 2019, 35(2): 301-309. (CSCD 核心期刊)
- [9] 赵睿, **李元健**, 谭星, 吴奇. 一种全双工中继系统的人工噪声预编码安全传

- 输方法. 中国, 2017, 发明专利申请号: CN201710307921.6
- [10]赵睿, **李元健**, 方嘉佳, 吴奇, 王聪. 全双工目的端加扰安全传输的联合优化方法. 中国, 2018, 发明专利申请号: CN201810730393.X
- [11]赵睿, 聂志巧, **李元健**, 吴奇, 王聪. 一种基于能量状态的全双工中继传输方法. 中国, 2017, 发明专利申请号: CN201710463555.3
- [12]赵睿, 谭星, **李元健**, 吴奇. 基于最优天线选择的全双工多天线目的节点干扰传输方法. 中国, 2017, 发明专利申请号: CN201710273932.7
- [13]赵睿, 林鸿鑫, **李元健**, 王聪. 一种全双工机会式中继的协议自适应切换安全传输方案. 中国, 2017, 发明专利申请号: CN201710016694.1
- [14]赵睿, 吴奇, **李元健**, 王聪. 一种双向全双工 MIMO 中继天线选择安全传输方法. 中国, 2018, 发明专利申请号: CN201810700066.X
- [15]赵睿, 吴奇, **李元健**, 王聪. 一种单向全双工 MIMO 中继天线选择安全传输方法. 中国, 2018, 发明专利申请号: CN201810700060.2

参与科研项目

1. 国家自然科学基金项目: 保障协同中继网络安全性的协作干扰与机会式传输技术研究。(61401165)
2. 福建省自然科学基金项目: 协同中继通信网络物理层安全技术研究。(2015J01262)
3. 华侨大学研究生科研创新能力培育项目: 人工噪声物理层安全研究。(1611301038)