

两用户干扰信道下基于多层叠加编码调制的 LDPC 码传输策略

关梦生, 朱 敏, 白宝明*, 刘 彤

(西安电子科技大学空天地一体化综合业务网全国重点实验室, 陕西西安 710071)

摘 要: 随着技术的不断革新, 无线通信向着高层次和多维度发展, 带来更高质量通信的同时也伴随着一系列技术难题. 例如, 多用户干扰导致互信息损失, 异构网络下传输性能时变衰落增强, 有限资源下的过载能力不足等. 这些问题都亟需面向复杂场景的编码理论与传输架构研究. 因此, 为了改善两用户干扰信道中, 用户间串扰导致的互信息损失和传输性能不佳等问题, 本文在 Han-Kobayashi 等效的基础上, 提出了一种结合多层叠加编码调制和可逆矩阵映射技术的收发策略和译码方案, 为提高该信道场景下的通信可靠性提供了技术参考. 在该策略中, 发送端将多层叠加编码调制推广到两用户干扰信道, 采用速率兼容低密度校验码作分层编码, 并结合增加符号间距的映射变换提升传输的分层增益. 接收端对应设计内外式多层译码器结构和复合嵌套译码算法, 利用高斯近似简化计算复杂度. 此外, 在该收发策略的基础上, 考虑进一步提高精确性, 拓展设计了结合递增冗余混合自动重传的传输框架. 仿真结果表明, 复合嵌套译码算法在强干扰和弱干扰条件下均优于一般多级译码算法, 并且性能随分层层数的增加而提升. 同时, 嵌套重传的算法可以在增加部分复杂度的情况下, 获得更好的高信噪比性能. 这些工作为干扰信道通信的实际传输应用提供了可选方案.

关键词: 两用户弱干扰信道; 低密度校验码; 多层叠加编码调制; 可逆矩阵映射; 递增冗余混合自动重传

基金项目: 国家自然科学基金(No.62271380, No.62171356)

中图分类号: TN91

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2025)08-2668-10

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20250604

A Transmission Scheme of LDPC Codes for Two-User Interference Channel Based on Multi-Level Superposition Coded Modulation

GUAN Meng-sheng, ZHU Min, BAI Bao-ming*, LIU Tong

(State Key Laboratory of Integrated Services Networks, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China)

Abstract: With the continuous advancement of technology, wireless communication is evolving toward higher levels and multiple dimensions. While this progression enhances communication quality, it also introduces significant technical challenges. These include mutual information loss due to multi-user interference, worsened time-varying fading in networks, and insufficient overload factor under limited resources. These issues indicate the critical need for coding theories and transmission schemes designed for complex communication scenarios. To address the loss of mutual information and poor transmission performance caused by inter-user interference in two-user interference channels, this paper proposes a novel transmission scheme and decoding algorithm based on the Han-Kobayashi equivalence. This scheme combines multi-level superposition coded modulation and reversible matrix mapping, effectively improving communication performance in such channels. At the transmitter, multi-level superposition coded modulation was extended to two-user interference channels. Rate compatible low-density parity-check codes were employed for layered encoding, combined with mapping transformations to enhance layered transmission gains. At the receiver, a nested multi-layer decoder structure and interference channel-composite nesting decoder algorithm were designed. Gaussian approximation was used to reduce computational complexity. Additionally, to further improve accuracy, the framework of proposed scheme was expanded by using incremental redundancy-hybrid automatic repeat request. Simulation results show that the novel algorithm outperforms iterative

multistage decoding algorithm under both strong and weak interference conditions and its performance is positively correlated to the number of layers. In addition, at the cost of moderate increases in computational complexity, the incremental redundancy-hybrid automatic repeat request enhanced algorithm achieves better performance under high signal-to-noise ratio conditions. These solutions provide practical options for real-world two-user interference channel communication systems.

Key words: two-user interference channels; low-density parity-check codes; multi-level coded modulation; reversible matrix mapping; incremental redundancy-hybrid automatic repeat request

Foundation Item(s): National Natural Science Foundation of China (No.62271380, No.62171356)

1 引言

多用户通信是指在一个系统中不再拘泥于一对一的信息交互,取而代之的是多个用户之间的交流和信息传递.随着各种复用技术的发展和运用,使得在多用户通信中,每个用户子信道的信号处理和发送具有了更好的灵活性和可靠性.在对多用户通信进行研究时,通常需要建立模拟信道模型^[1,2].其中,干扰信道是一种多输入多输出模型,用户间不仅存在与信宿之间的链路,还包含与其他用户之间的干扰链路.在该模型下,链路和信道的数量随着用户的增加呈几何倍数上升,其中的干扰分析也变得非常复杂.所以对于干扰信道的研究,目前大部分还是基于两用户或者较少用户模型^[3,4].两用户的干扰信道有两个发送器,相对应的,接收端两个接收器只关心由对应信源产生的信号,信道的附加信息以及它们从另一用户发送端接收的部分都将视为干扰.鉴于干扰本身是制约通信系统性能的一大因素,多年来无线通信网络的研究都致力于削弱其对通信系统的影响^[5],故干扰信道的相关研究具有重要意义.

目前对干扰信道的研究分为多个方面,首先是它的容量限.文献[6]通过理论和实验证明了在非常强干扰的条件下,高斯干扰信道(Gaussian Interference Channel, GIC)的容量限不会受到干扰影响.在此基础上,文献[7~9]对一般的离散强干扰信道进行研究,并且成功将该结论推广到这些信道中.其中,文献[9]在容量理论的基础上,分析了基于异构约束强干扰信道的二阶速率.相比之下,弱干扰信道的容量难以确定,即便是最基本的两用户情况,目前也无法确定.在众多研究中,文献[10]中所提出的 H-K (Han-Kobayashi) 可达速率区域最为熟知.它基于速率分裂的思想,得到了当前最好的结果,也被称为两用户弱 GIC 的 H-K 最佳内界.此后,更多关于弱干扰信道容量的研究大多是基于 H-K 内界展开,并且衍生出了对功率划分和用户速率优化的探索^[11~14].其中,文献[14]结合了波束成形方法,尝试最大化信号干扰噪声比以及用户和速率.

针对干扰信道的另一个研究方面则是数据传输策略及检测译码.目前来说,由于在弱干扰信道下的理论研究十分有限,这一方面的成果也相对较少.在最新的成果中,文献[15]借助人工智能网络,分析所有干扰信

道,并根据不同干扰水平构建有限长编码方案.但其训练仍然建立在最基础的逐次干扰抵消译码方案上.在 GIC 的研究中,已经证明将干扰视为噪声处理可以达到其容量限^[16,17],这为 GIC 的传输策略研究奠定了基础.特别地,对于两用户弱 GIC,一般通过 H-K 等效为高斯多址信道(Gaussian Multiple Access Channel, GMAC)进行分析,称为 H-K 等效信道方案. GMAC 是信息论和通信理论中广泛研究的多用户信道之一.针对两用户 GMAC,文献[18]提出了基于高斯混合(Gaussian Mixture, GM)分布的外部信息转移图(Extrinsic Information Transfer-chart, EXIT-chart)分析方法.在此基础上,文献[19]成功把基于 EXIT-chart 分析设计的低密度校验(Low-Density Parity-Check, LDPC)码应用于两用户非等功率 GMAC 以及 H-K 等效基础上的两用户 GIC 中.文献[20]则提出了一种使用基模图的 LDPC 码设计方案.该方案引入了联合基模图外部信息传递图(Joint Protograph-based EXIT-chart, JP-EXIT-chart)来分析联合译码性能,并设计了新的基模图矩阵.仿真结果表明,其在等功率和不等功率 GMAC 信道中均表现出优于传统非规则 LDPC 码的性能.此外,文献[21]借助类似的信道模型,探讨了瑞利衰落多输入单输出(Multiple Input Single Output, MISO)高斯干扰信道中的信息寿命(Age of Information, AoI)特性.

在 H-K 等效方案的相关研究的基础上,考虑到干扰通信中,发送端分层编码后再叠加传输可以带来显著的增益^[22],与这类技术相结合的传输策略就成为进一步研究的对象.对于分层编码,最早追溯到 20 世纪 70 年代提出的多层编码调制(Multi-Level Coded Modulation, MLCM)技术^[23].在此基础上,1997 年提出了多层叠加编码技术^[24],它可以在提高通信系统的传输效率和可靠性的同时获得星座成型增益.后来,文献[25]对上述两种技术进行结合,提出多层叠加编码调制技术,进一步提高了传输增益.在应用方面,文献[26]首次将 LDPC 码运用到了该系统,并通过优化分层子码的编码速率和功率分配等方案,提高编码增益并降低复杂度.此外,在文献[25]的基础上,文献[27]提出了以映射码字代替原码字进行叠加编码传输的策略,从而获得更大的星座间距.这种方案优于普通的叠加编码调制策略,但其在译码端的计算复杂度相对较高.后来,针对

传统规则准循环(Quasi-Cyclic, QC)-LDPC 码在码率自适应性和误码率性能上的局限,文献[28]提出了一种基于EXIT-chart分析的非规则QC-LDPC码构造方法.通过互信息和广义互信息分析,优化了MLCM系统中子信道的码率分配,并将最优码率分配到相应的非规则QC-LDPC码上.仿真结果表明,与非均等保护(Unequal Error Protection, UEP)编码调制方案相比,该方法在16-QAM的MLCM系统中实现了额外0.1 dB的性能增益.

可以看出,在点对点信道中,基于多层编码调制或多层叠加编码调制的研究已经日益成熟,相关成果也在各个领域广泛应用^[29,30].但是,将这部分技术应用到多用户尤其是干扰信道的研究还相对较少.文献[31]将基于两层编码调制的LDPC码应用于两用户干扰信道,取得了优于比特交织编码调制(Bit-Interleaved Coded Modulation, BICM)传输策略的结果.尽管如此,该研究存在以下局限性:首先,叠加分层数较少,导致较大的高斯近似误差;其次,分层编码使用一般性LDPC码,未充分利用如今常见的速率兼容(Rate Compatible, RC)-LDPC码结构优势;最后,结合上述多种多层编码调制技术的改进以及递增冗余混合自动重传(Incremental Redundancy-Hybrid Automatic Repeat reQuest, IR-HARQ)相关技术的应用,该传输框架仍有较大的完善空间.

因此,为了解决两用户干扰信道场景中,现有LDPC码传输方案在应对用户间相互串扰时表现不佳,并且分层传输研究成果不足的问题,本文在文献[31]的基础上,首先将任意层叠加编码调制结合LDPC码的传输方案推广到两用户GIC中,设计一般性发送框架;其次,在接收端设计对应的内外复合多级迭代译码器和干扰信道复合嵌套译码算法(Interference Channel-Composite Nesting Decoder Algorithm, IC-CNDA);最后,借鉴文献[27]提出的可逆矩阵映射技术来提高传输符号的最小间距,并针对它存在的计算复杂度问题,借助叠加高斯近似进行简化.综合来看,新的传输策略在发送端充分挖掘了多层叠加编码的增益,接收端的计算复杂度也相比文献[27]明显降低.仿真结果表明,IC-CNDA算法无论在强干扰还是弱干扰的条件下,相比其他几种算法均表现出更好的误码率性能以及更低的错误平层.在此基础上,为了继续提高传输精度,充分适配RC-LDPC码的结构特点,进一步设计了嵌套IR-HARQ译码方案.仿真结果表明,嵌套IR-HARQ的IC-CNDA相比原方案,可以通过增加部分复杂度的方式提高误码率性能.

2 基本原理

2.1 用户高斯干扰信道及H-K等效

如图1所示,为一般性的两用户高斯干扰信道系统

模型.其中,发送端与对应接收端之间的主链路增益为 $\{h_{11}, h_{22}\}$;发送端与非对应接收端之间的干扰链路增益为 $\{h_{21}, h_{12}\}$;加性噪声 $\mathbf{z}^{(1)}, \mathbf{z}^{(2)}$ 均服从高斯分布.特别地,对于标准高斯干扰信道,各链路的增益进行归一化表示为

$$\hat{h}_{ij} = \begin{cases} 1 & i=j \\ h_{ij}/h_{ii} & i \neq j \end{cases} \quad (1)$$

其中, $|\hat{h}_{ij}|^2 \geq 1$ 时,该信道称为两用户强干扰信道,否则为弱干扰信道.故标准化两用户干扰信道的系统关系式写为

$$\begin{aligned} \mathbf{y}^{(1)} &= \mathbf{x}^{(1)} + \hat{h}_{21} \mathbf{x}^{(2)} + \mathbf{z}^{(1)}, \\ \mathbf{y}^{(2)} &= \mathbf{x}^{(2)} + \hat{h}_{12} \mathbf{x}^{(1)} + \mathbf{z}^{(2)} \end{aligned} \quad (2)$$

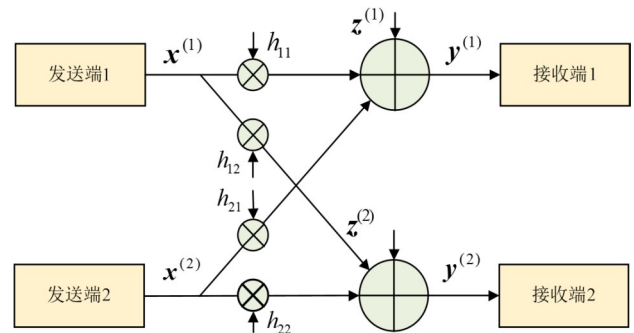


图1 两用户高斯干扰信道

在研究两用户弱干扰信道的可达速率区域时,文献[10]采取了对每个用户进行信息划分的方案.如图2所示,用户1将其信息集合划分成私有信息集合 $U^{(1)}$ 和公共信息集合 $W^{(1)}$,功率划分系数对应为 a_1 和 \bar{a}_1 , $a_1 + \bar{a}_1 = 1$.用户2与用户1作对称操作.对接收端1来说,它的输入是对应信源的全部信息 $U^{(1)}, W^{(1)}$ 以及另一信源的公共信息 $W^{(2)}$.信道附加信息是噪声 $\mathbf{z}^{(1)}$ 以及另一信源的私有信息 $U^{(2)}$.因此,用户1的等效信道可以看作一个三输入,单输出的多址接入信道1.类似地,用户2可以等效为多址接入信道2.所以,进行H-K等效后,两用户弱干扰信道可以采用处理多址接入信道的方式进行分析,同时这种情况下强干扰信道可以视作私有信息为0的一种弱干扰特例^[10].

值得注意的是,功率划分系数 a 的选取和计算是优化该策略下性能的重要方式,但本文不涉及该方面研究,只考虑固定功率划分的情况.

2.2 结合LDPC码的多层叠加编码技术

多层编码调制结合了通信过程中编码和调制的思想,通过将多个位组合到每个传输符号中来增加信息的传输效率^[23].多层叠加编码调制可以看作多层编码调制使用特定映射器的一种特例,它不仅保留了原方案的优点,同时还可以获得一定的编码增益和星座成

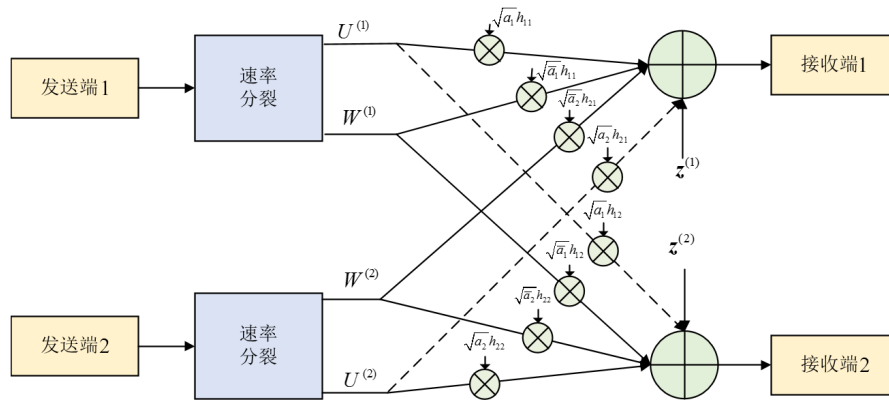


图2 两用户弱干扰信道 H-K 等效

型增益^[24]。如图3所示。

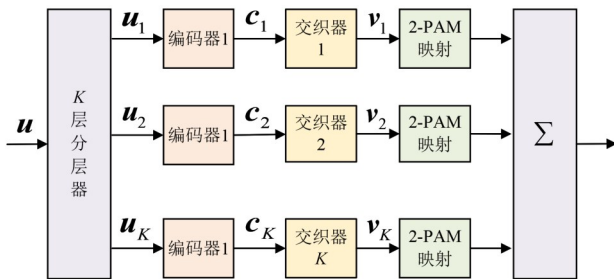


图3 多层叠加编码调制原理图

设多层叠加编码调制器的输入是一个长度为 L 的信息序列 $\mathbf{u}=(u_1, u_2, \dots, u_L)$ ，将其划分为 K 层，即 $\mathbf{u}=(\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2, \dots, \mathbf{u}_K)$ 。每层记为 $\mathbf{u}_k=(u_{k,1}, u_{k,2}, \dots, u_{k,L^k})$ ，长度为 L^k 。其中，任意子序列 \mathbf{u}_k 对应的第 k 个编码器采用 LDPC 编码生成长度为 N 的子序列码字 $\mathbf{c}_k=(c_{k,1}, c_{k,2}, \dots, c_{k,N})$ ，它经过交织器产生对应的交织序列 $\mathbf{v}_k=(v_{k,1}, v_{k,2}, \dots, v_{k,N})$ ，再经过二进制脉冲振幅调制 (2-Pulse Amplitude Modulation, 2-PAM) 映射为 $\mathbf{s}_k=[\alpha_1(1-2v_{k,1}), \alpha_2(1-2v_{k,2}), \dots, \alpha_1(1-2v_{k,N})]$ 。所有并行传输的映射序列矩阵 $[\mathbf{s}_1, \mathbf{s}_2, \dots, \mathbf{s}_K]^T$ 中任意第 n 列所有元素叠加为星座集合 $X=\{x_j\}, 1 \leq j \leq 2^K$ 中的一个符号 x_n ，并生成发送端输出序列 $\mathbf{x}=(x_n)_N$ 。计算如下：

$$x_n = \sum_{k=1}^K \alpha_k (1 - 2v_{k,n}), 1 \leq n \leq N \quad (3)$$

3 基于多层叠加编码调制的 LDPC 码传输策略

对于传输策略,本节以图1所示的两用户标准高斯干扰信道为基础,从整个传输架构的发送端、接收端以及译码算法三个部分进行介绍。

3.1 两用户弱 GIC 发送端传输方案

考察一个两用户标准对称 GIC, 主链路增益均为 1,

干扰链路增益均为 h , 且 $\mathbf{z}^{(1)}=\mathbf{z}^{(2)}=\mathbf{z} \sim N(0, 1)$ 。针对其弱干扰的情况 ($h < 1$) 设计如图4所示发送端传输方案。用户1在宏观上采取 H-K 策略, 给定功率分配系数 a_1 和 \bar{a}_1 , 以及对应的私有序列发送速率 $R_U^{(1)}$ 和公共序列发送速率 $R_W^{(1)}$ 后, 其信道等效成 MAC 模型, 简称为等效信道1。其中, 私有信息序列 $\mathbf{u}_U^{(1)}$ 和公共信息序列 $\mathbf{u}_W^{(1)}$ 均采用多层叠加编码调制, 每层对应一个 RC-LDPC 编码器。编码码字依次经过增加符号间距的可逆矩阵 \mathbf{F}_τ 变换 (简称为 τ 映射)^[27]、交织、2-PAM 映射, 最后并行叠加输出。在图4中, 用户1的私有信息输出序列 $\hat{\mathbf{x}}_U^{(1)}$ 和其余信息输出序列 $\hat{\mathbf{x}}_W^{(1)}, \hat{\mathbf{x}}_U^{(2)}, \hat{\mathbf{x}}_W^{(2)}$ 按照各链路增益依次叠加后, 经过信道送向接收端。

3.2 两用户弱 GIC 接收端接收方案

接收端接收到上述发送端的加噪符号序列后, 分别针对其等效多址输入和多层叠加编码的特点, 采取内外复合嵌套式的迭代处理。

类似地, 以等效信道1的传输为例 (等效信道2镜像类似), 已知接收序列为 $\hat{\mathbf{y}}^{(1)}$, 设计如图5所示的两层嵌套译码框架。其中, 内层译码器是针对单个用户私有 (公有) 信息序列的 K 级迭代译码器; 外层译码器是针对等效三输入 MAC 的三级迭代译码器, 它通过整合三个内层译码器的输出, 采用逐次干扰抵消策略还原用户发送信息。

具体地, 上述框架图中的外层译码器结构如图6所示, 其译码目标为 $\mathbf{x}^{(1)}=\{\mathbf{x}_U^{(1)}, \mathbf{x}_W^{(1)}, \mathbf{x}_W^{(2)}\}$, 理论上三级译码的顺序灵活可变, 取决于最终需要译出的结果。根据多级迭代译码的原理^[28], 它每次迭代会生成外层先验信息集合 $\{\tilde{\mathbf{I}}_{g,U}^{(1)}, \tilde{\mathbf{I}}_{g,W}^{(1)}, \tilde{\mathbf{I}}_{g,W}^{(2)}\}$ 反馈给下一轮的内层译码器。

图6中的两个公共译码器和一个私有译码器均为内层译码器, 结构基本相同, 以用户1的私有信息译码器为例, 具体结构如图7所示。任意第 k 级译码线路的输入包含三个部分: 信道先验信息 $\tilde{\mathbf{I}}_{c,U}^{(1)}$; 内层迭代先验信息 $\tilde{\mathbf{I}}_{c,U}^{(1)}$; 外层迭代先验信息 $\tilde{\mathbf{I}}_{g,U}^{(1)}$ 。其中 $\tilde{\mathbf{I}}_{c,U}^{(1)}, \tilde{\mathbf{I}}_{c,U}^{(1)}$ 分别表示

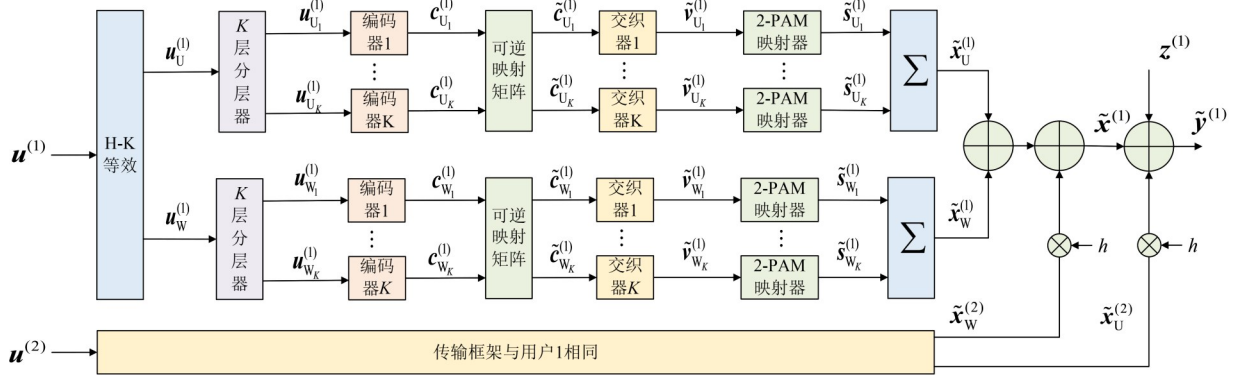


图4 等效信道1发送端的数据传输方案

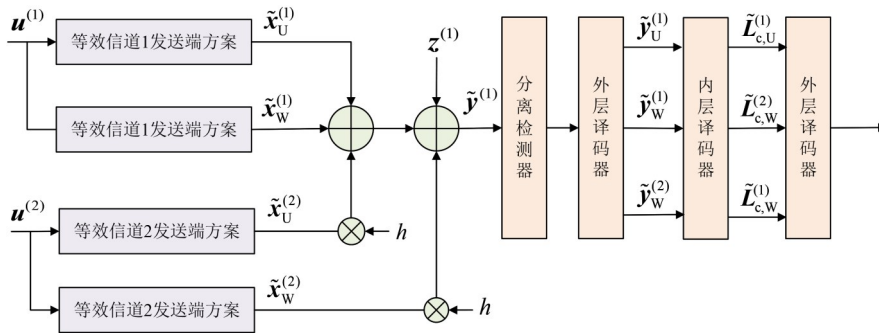


图5 等效信道1接收端的接收方案

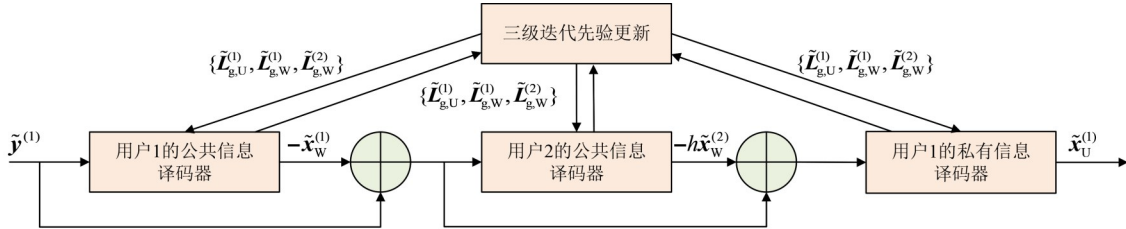


图6 等效信道1的接收端外层译码器

第 k 层子码经过软输入软输出 (Soft-In-Soft-Out, SISO) 译码后, 输出的外信息与判定信息^[31]. $\tilde{I}_{\Lambda,U_k}^{(0)}$ 表示第 k 级译码线路的输入的多级迭代先验信息, 除了第一轮迭代外, 之后每一轮, 该先验信息均通过所有译码线路信息反馈更新产生. 每一层级的译码单独校验, 当且仅当

所有译码成功或达到迭代上限时停止译码. 译码结束后, 其最终外信息经过交织器送往外层的三级译码器更新 $\tilde{L}_{g,U}^{(0)}$ ($\tilde{L}_{g,W}^{(0)}$ 和 $\tilde{L}_{g,W}^{(2)}$ 同理), 在后续译码中根据相同分层的规则 $\tilde{L}_{g,U}^{(0)} = [\tilde{I}_{g,U_k}^{(0)}]_K$ 为内部译码器的下一轮迭代提供先验信息.

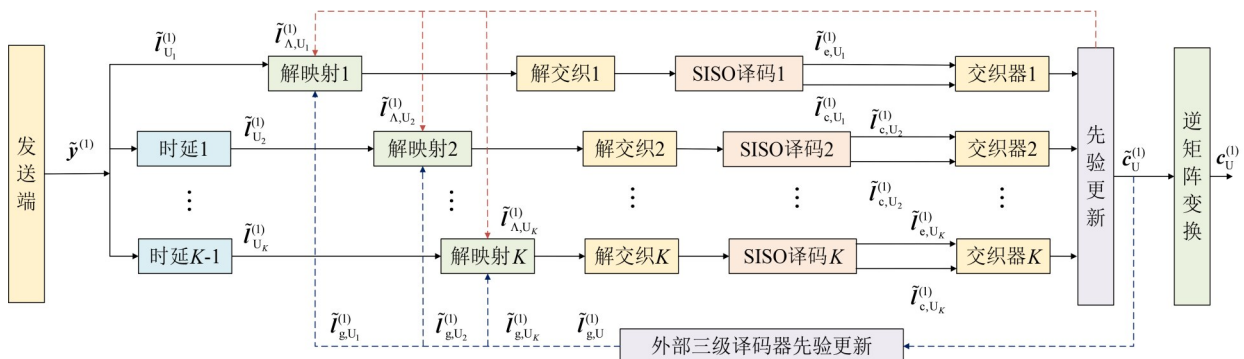


图7 等效信道1私有信息内层译码器

3.3 IC-CNDA 译码算法

已知,一般针对多层叠加编码的译码算法为多级迭代译码算法(Iterative Multi-Stage Decoding Algorithm, IMSDA),在此基础上,结合上述译码器结构、相关数据处理的方式、迭代算法设计思路以及高斯近似原理设计对应的 IC-CNDA 算法。

相较于一般 IMSDA,其区别在于对接收信道信息的高斯近似计算,以及内外两层反馈先验信息集合的更新.此外,在处理译码结果时需要与 F_{τ}^{-1} 相乘(τ^{-1} 逆映射)还原初始数据。

3.3.1 高斯近似的信道先验信息计算

在介绍具体译码步骤之前,需要计算接收先验信息的对数似然比.实际传输中,经过 τ 映射,接收的信道序列为 $\tilde{\mathbf{y}}^{(0)}$. 经过检测后,任意第 k 级译码线路的先验对数似然比记为 $\tilde{I}_{U_k}^{(0)}$. 根据文献[25], $\tilde{I}_{U_k}^{(0)}$ 与未进行 τ 映射的传输结果 $I_{U_k}^{(0)}$ 存在固定关系。

为了计算 $I_{U_k}^{(0)}$,设在图 4 所示的等效信道 1 中, $[\mathbf{c}_{U_k}^{(0)}]_K^T$ 、 $[\mathbf{c}_{U_k}^{(2)}]_K^T$ 、 $[\mathbf{c}_{W_k}^{(0)}]_K^T$ 、 $[\mathbf{c}_{W_k}^{(2)}]_K^T$ 均不进行 τ 映射直接传输,对应输出为 $\mathbf{x}^{(0)} = \{\mathbf{x}_{U_k}^{(0)}, \mathbf{x}_{W_k}^{(0)}, \mathbf{x}_{W_k}^{(2)}\}$, 结合此时的信道附加信息 $\{\mathbf{z}, \mathbf{x}_{U_k}^{(0)}\}$, 接收序列 $\mathbf{y}^{(0)}$ 可以记为

$$\mathbf{y}^{(0)} = \mathbf{x}_{U_k}^{(0)} + \mathbf{x}_{W_k}^{(0)} + h\mathbf{x}_{W_k}^{(2)} + (h\mathbf{x}_{U_k}^{(0)} + \mathbf{z}) \quad (4)$$

然后,考察图 4 中的 K 层编码,私有信息序列 $\mathbf{u}_U^{(0)}$ 被划分为 K 个子信息序列 $\mathbf{u}_U^{(0)} = (\mathbf{u}_{U_1}^{(0)}, \mathbf{u}_{U_2}^{(0)}, \dots, \mathbf{u}_{U_K}^{(0)})$. 其中,任一子信息序列 $\mathbf{u}_{U_k}^{(0)}$ 均经过一个 RC-LDPC 编码器,生成最长码长为 N 的单层码字 $\mathbf{c}_{U_k}^{(0)}$, 易知 $\mathbf{y}^{(0)} = (\mathbf{y}_n^{(0)})_N$, 结合图 3、图 4、式(4),可得:

$$y_n^{(0)} = x_{U_k}^{(0)} + x_{W_k}^{(0)} + h(x_{W_k}^{(2)} + x_{U_k}^{(0)}) + z_n \quad (5)$$

进一步地,考虑到发送端输出序列的叠加特性,可以对式(5)作高斯近似处理.已知,如果将译码目标设置为用户 1 私有信息序列的第 k 层子序列,引入 2-PAM 辅助变换函数 $f(\cdot) = 1 - 2x$, 结合式(3)、式(5),可得:

$$\begin{aligned} y_n^{(0)} &= \alpha_{U_k}^{(0)} f(v_{U_k}^{(0)}) + \sum_{i=1, i \neq k}^K \alpha_{U_i}^{(0)} f(v_{U_i}^{(0)}) \\ &\quad + \sum_{i=1}^K h_{qp} \alpha_{G_i}^{(p)} f(v_{G_i}^{(p)}) + z_n \\ &= \alpha_{U_k}^{(0)} f(v_{U_k}^{(0)}) + z_n^* \end{aligned} \quad (6)$$

其中, $\{q, p \in \{1, 2\}, G \in \{U, W\} | G \neq U_k\}$. 参数 $\alpha_{U_k}^{(0)}$, $\alpha_{G_i}^{(p)}$, $1 \leq k \leq K$, 为不同信息序列在叠加映射时对应的 2-PAM 调制参数. 设 $v_{U_k}^{(0)}$ 和 z_n^* 的均值及方差分别为 $m_{v_{U_k}^{(0)}}$ 、 $\sigma_{v_{U_k}^{(0)}}^2$ 、 $m_{z_n^*}$ 、 $\sigma_{z_n^*}^2$. 同时, $p_{v_{U_k}^{(0)}}^0$ 、 $p_{v_{U_k}^{(0)}}^1$ 分别为 $v_{U_k}^{(0)}$ 的 0、1 概率,它们可以由功率分配确定^[30],且满足如下关系式:

$$m_{v_{U_k}^{(0)}} = p_{v_{U_k}^{(0)}}^1, \quad \sigma_{v_{U_k}^{(0)}}^2 = p_{v_{U_k}^{(0)}}^0 p_{v_{U_k}^{(0)}}^1 \quad (7)$$

对于 $m_{z_n^*}$ 和 $\sigma_{z_n^*}^2$ 根据叠加高斯近似,约为

$$m_{z_n^*} \approx \sum_{i=1, i \neq k}^K \alpha_{U_i}^{(0)} f(m_{v_{U_i}^{(0)}}) + \sum_{i=1}^K h_{qp} \alpha_{G_i}^{(p)} f(m_{v_{G_i}^{(p)}}) \quad (8)$$

$$\sigma_{z_n^*}^2 \approx 1 + \sum_{i=1, i \neq k}^K 4(\alpha_{U_i}^{(0)})^2 \sigma_{v_{U_i}^{(0)}}^2 + \sum_{i=1}^K 4h^2_{qp} (\alpha_{G_i}^{(p)})^2 \sigma_{v_{G_i}^{(p)}}^2 \quad (9)$$

不失一般性地,设 $\delta_{U_k}^{(0)}$ 为第 k 级译码线路的判决随机变量,则译码器接收的信道先验信息 $I_{U_k}^{(0)}$ 为

$$\begin{aligned} I_{U_k}^{(0)} &= \frac{p(\delta_{U_k}^{(0)} = 0 | y_n^{(0)})}{p(\delta_{U_k}^{(0)} = 1 | y_n^{(0)})}, \\ p(\delta_{U_k}^{(0)} = x | y_n^{(0)}) &= A \exp \left[- \frac{(y - \alpha_{U_k}^{(0)}(1 - 2x) - m_{z_n^*})^2}{2\sigma_{z_n^*}^2} \right] \quad (10) \end{aligned}$$

综上,接收 $\mathbf{y}^{(0)}$ 时,任意一层私有信息的信道先验对数似然比 $I_{U_k}^{(0)} = (I_{U_k}^{(0)})_N$ 可以通过高斯近似计算^[32]. 最后根据文献[27]中的结论,在实际传输 $\tilde{\mathbf{y}}^{(0)}$ 时,设 $\tilde{\delta}_{U_k}^{(0)}$ 为对应判决随机变量,有如下关系式:

$$p(\tilde{\delta}_{U_k}^{(0)} = x | \tilde{y}_n^{(0)}) = p(\delta_{U_k}^{(0)} = x | \tau^{-1}(\tilde{y}_n^{(0)})) \quad (11)$$

结合式(8)~式(11),可以计算内层译码器的任意链路信道先验信息 $\tilde{I}_{U_k}^{(0)} = (\tilde{I}_{U_k}^{(0)})_N$.

3.3.2 IC-CNDA 步骤

以图 6 所示等效信道 1 中私有信息序列 $\mathbf{u}_U^{(0)}$ 的译码为例($\mathbf{u}_W^{(0)}$ 、 $\mathbf{u}_W^{(2)}$ 译码与之类似),已知高斯近似下译码器的输入信道先验信息为 $\tilde{I}_{U_k}^{(0)} = (\tilde{I}_{U_k}^{(0)})_N$, $\forall 1 \leq k \leq K$. 一般地, $\tilde{\mathbf{y}}_{U_k}^{(0,(d))} = (\tilde{y}_{U_k}^{(0,(d))})_N$ 代表外层第 d 次迭代中,内部译码器的第 k 级线路进行第 t 轮迭代时,通过检测分离的接收信道信息序列.由上述可知,其先验对数似然比 $I_{U_k}^{(0,(d))}$ 可以通过 $m_{v_{U_k}^{(0)}}$ 、 $\sigma_{v_{U_k}^{(0)}}^2$ 、 $m_{z_n^*}$ 、 $\sigma_{z_n^*}^2$ 计算得到,对应序列为 $\tilde{I}_{U_k}^{(0,(d))}$. 设 $I_{\text{in}, U_k}^{(0,(d))}$ 为第 k 级译码线路二元译码器的输入信息集合,根据图 7 所示,具体步骤如算法 1 所示。

4 仿真结果

4.1 译码性能对比

为了验证算法的有效性,在弱干扰情况下,将 IC-CNDA 与其他几种译码算法进行性能对比.考虑到公平对比的原则,只选择近些年已发表的一般性两用户弱干扰信道传输策略^[10,31].

编码统一采用相同的 RC-LDPC 码,最大码长 56 000,仿真中的私有信息长度记为 data_U ,公共信息长度记为 data_W . 其中,传统译码算法采用基于 BICM 的传输策略^[10],接收端 1 和接收端 2 均采用图 6 所示的三级迭代译码器逐次干扰抵消译码方案, $d_{\max} = 3$, 每个信息译码器内部为二元 LDPC 码的 SISO 译码, $t_{\max} = 50$. 其余算法均采用基于多层叠加编码调制的传输策略,接收

算法 1 用户 1 私有信息序列的 IC-CNDA 译码

输入: 设置叠加编码层数 K 、内层译码器中任意线路的 SISO 译码最大迭代次数 t_{\max} 、外层译码器的迭代上限为 d_{\max} 、信道先验信息为 $\tilde{I}_{U_i}^{(0)} = (\tilde{I}_{U_i, n}^{(0)})_N$;

输出: 译码结果 $\tilde{c}_{U_i}^{(0, d)}$;

1. 初始化: $t=0, d=0$; 设置叠加初始化反馈先验信息 $\tilde{I}_{g, U_i}^{(0, d)}, \tilde{I}_{\Lambda, U_i}^{(0, d)}$;

2. while ($d \leq d_{\max}$) do:

3. for $k=1$ to K do:

4. for $t=1$ to t_{\max} do:

5. 输入信息计算:

$$L_{in, U_i}^{(0, t, d)} = \left\{ \tilde{I}_{U_i}^{(0, t, d)}, \tilde{I}_{\Lambda, U_i}^{(0, t, d)}, \tilde{I}_{g, U_i}^{(0, t, d)} \right\}$$

6. 单一译码线路 SISO 译码:

$$L_{in, U_i}^{(0, t, d)} \xrightarrow{\text{SISO}} \tilde{I}_{c, U_i}^{(0, t, d)}, \tilde{I}_{\Lambda, U_i}^{(0, t, d)}$$

7. 内层迭代先验信息更新:

$$\left\{ \tilde{I}_{c, U_i}^{(0, t, d)} \right\}_{k=1}^K \rightarrow \left\{ \tilde{I}_{\Lambda, U_i}^{(0, t+1, d)} \right\}_{k=1}^K$$

8. 内层迭代次数更新 $t++$;

9. end for;

10. if ($k < K$)

层数更新 $k++$;

11. else

对 $\forall k \in [1, K]$, 根据 $\tilde{I}_{c, U_i}^{(0, t_{\max}, d)} \rightarrow \tilde{c}_{U_i}^{(0, t_{\max}, d)}$ 并通过 τ^{-1} 映射还原为

$$\tilde{c}_{U_i}^{(0, t_{\max}, d)};$$

12. end for;

13. 译码校验:

14. if ($\forall k \in [1, K], \tilde{c}_{U_i}^{(0, t_{\max}, d)}$ 校验通过)

记录译码结果, break;

15. else

更新外部先验信息:

$$\left\{ \tilde{I}_{c, U_i}^{(0, t_{\max}, d)} \right\}_{k=1}^K \rightarrow \tilde{I}_{g, U}^{(0, d+1)} = \left[\tilde{I}_{g, U_i}^{(0, d+1)} \right]_{k=1}^K$$

16. 外层迭代次数更新 $d++$;

17. end while;

18. 输出译码结果.

端外层同样嵌套三级迭代译码器来分离公有和私有信息, $d_{\max}=3$, 单个译码器内部对应图 7 所示结构, 内部 SISO 译码迭代译码上限 $t_{\max}=50$. 此外, IC-CNDA 在多层编码分别选择 $K=2$ 和 $K=3$ 的情况下, 增加符号间距的 τ 映射可逆矩阵分别选择为

$$F_{\tau(2 \times 2)} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, F_{\tau(3 \times 3)} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (12)$$

用户 1 的归一化信道干扰系数 h 、功率划分系数 a 、发送速率 $R^{(0)}$ 、等效速率 $R_{U_i}^{(0)}, R_{W_i}^{(0)}$ (单位: bits/ch.use), 如表 1 所示. 用户 2 与用户 1 设置相同.

仿真性能如图 8 和图 9 所示, 其中从上至下: 曲线 1 为基于 BICM 的不分层译码算法; 曲线 2 为高斯近似

表 1 弱干扰场景用户 1 参数

参数	BICM	双层叠加编码		三层叠加编码		
h	0.9	0.9		0.9		
a	0.25	0.25		0.25		
data_U	2 250	2 250		2 250		
data_W	4 750	4 750		4 750		
$R^{(0)}$	0.25	0.25		0.25		
速 率	$R_U^{(0)}$	$R_{U_1}^{(0)}$	$R_{U_2}^{(0)}$	$R_{U_1}^{(0)}$	$R_{U_2}^{(0)}$	$R_{U_3}^{(0)}$
	0.080	0.040	0.040	0.027	0.027	0.026
分 配	$R_W^{(0)}$	$R_{W_1}^{(0)}$	$R_{W_2}^{(0)}$	$R_{W_1}^{(0)}$	$R_{W_2}^{(0)}$	$R_{W_3}^{(0)}$
	0.170	0.085	0.085	0.057	0.057	0.056

(Gaussian Approximation, GA)-IMSDA^[31]; 曲线 3 为 IMSDA 译码算法; 曲线 4 为 IC-CNDA 译码算法.

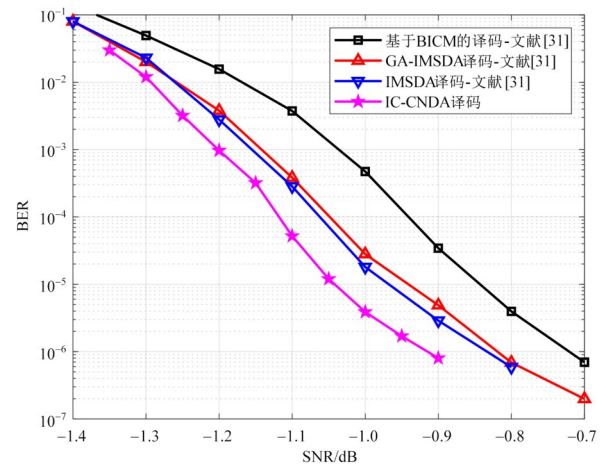


图 8 弱干扰双层叠加译码性能对比

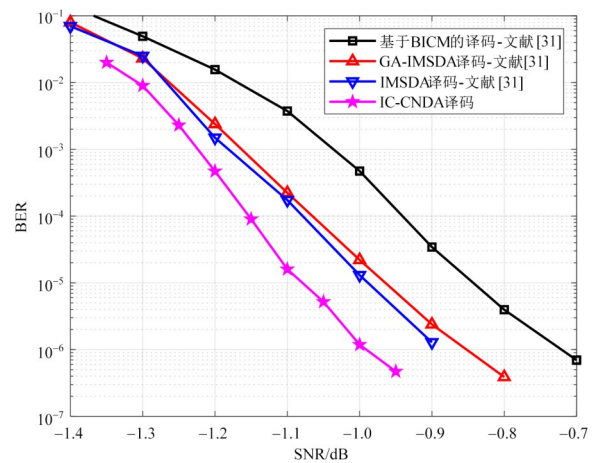


图 9 弱干扰三层叠加译码性能对比

结果表明, 由于分层增益, BICM 的传输性能与其他算法存在明显差距, 同时, IC-CNDA 的性能明显优于 IMSDA 和高斯近似-IMSDA^[31], 且分层层数越多, 性能增益越明显: 在 $K=2$ 的情况下, IC-CNDA 相比 IMSDA

具有约 0.1 dB 增益,相比 BICM 具有约 0.2 dB 增益;在 $K=3$ 的情况下,IC-CNDA 相比 IMSDA 具有约 0.15 dB 增益,相比 BICM 具有约 0.3 dB 增益。

为了测试信道参数的影响,在 $K=2$ 的情况下对强干扰信道的情况. 用户 1 的参数设置如表 2 所示. 用户 2 与用户 1 设置相同.

表 2 强干扰场景用户 1 参数

参数	BICM	双层叠加编码	
h	1.12	1.12	
a	0.25	0.25	
$data_U$	0	0	
$data_w$	4 500	4 500	
速率	$R^{(0)}$	$R_1^{(0)}$	$R_2^{(0)}$
	0.16	0.08	0.08

对于基于 BICM 的传输策略,接收端 1 和接收端 2 仍采用如图 6 所示的三级迭代译码器进行逐次干扰抵消译码,每个信息译码器内部采用二元 LDPC 码 SISO 译码, $t_{max} = 50$. 其他算法均采用基于双层叠加编码调制的传输策略,接收端外层嵌套三级迭代译码器, $d_{max} = 3$,单个译码器的 SISO 迭代上限 $t_{max} = 50$. 性能对比如图 10 所示,可以看出结论不变,但此时 IC-CNDA 对 BICM 和 IMSDA 的性能增益减少到 0.1 dB 和 0.05 dB.

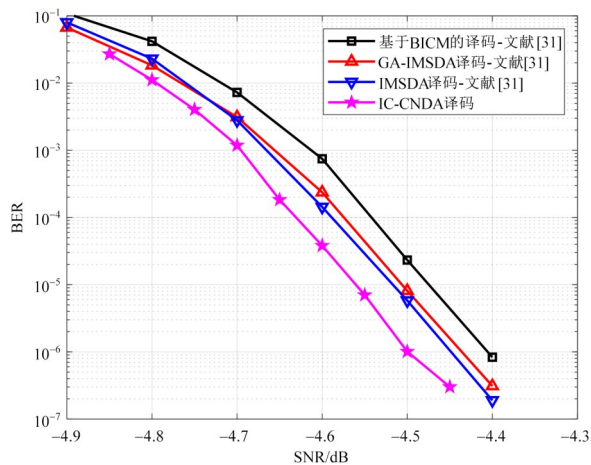


图 10 强干扰双层叠加译码性能对比

4.2 增加 IR-HARQ 的性能

为进一步提升传输可靠性,并增强对 5G LDPC 码的适配性,考虑在整个传输框架中嵌套 IR-HARQ. 其原理如图 11 所示,具体区别如下:

第一,首次传输时,在每层使用 RC-LDPC 码的高码率子码进行编码,随着传输次数增加码长,同时降低码率,并保证前一次传输的码字完全嵌入后一次之中。

第二,在译码结束时,如果 $d = d_{max}$ 时仍未能成功译码,将判定信息存储为重传先验信息,为下一次传输提

供反馈。

第三,当且仅当译码成功或者重传次数达到上限 L 时结束译码。

最后,使用上述 $K=2$ 的弱干扰信道仿真参数,对增加 HARQ 的性能情况进行仿真. 其中,保证每种情况的最大传输码长相同(最低码率相同),分别测试 $L=1$ (不增加 HARQ)、 $L=2$ 、 $L=3$ 、 $L=4$ 的性能。

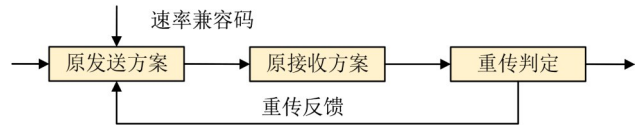


图 11 传输策略嵌套 IR-HARQ 原理框架

仿真结果如图 12 所示,增加 HARQ 重传次数可以进一步提高性能. $L=2$ 相比 $L=1$ 的增益幅度为 0.1 dB,但随着重传次数增加,增益幅度逐渐减小,复杂度大幅增加. 因此,实际应用中一般折中选择 $L=2$ 或 $L=3$.

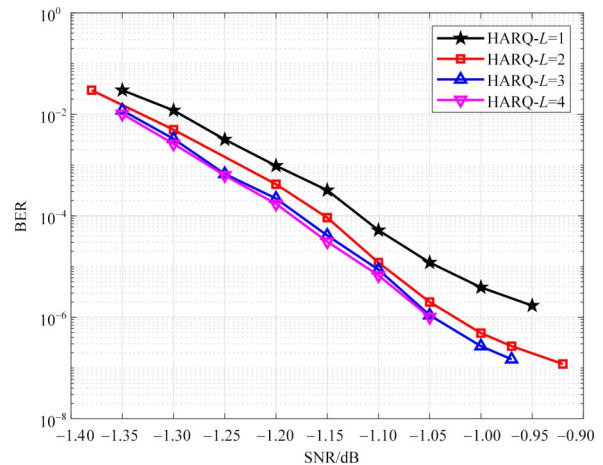


图 12 IC-CNDA 嵌套 HARQ 性能

综上,新传输策略及 IC-CNDA 算法可以有效提高误码率性能,并且通过增加编码层数或者嵌套 HARQ 均可以获得更好的增益. 然而考虑到实际系统对计算复杂度的要求,编码层数与重传次数的设置仍需在性能与复杂度之间做出合理权衡。

4.3 复杂度分析

对于 IC-CNDA 的复杂度,从时间复杂度和空间复杂度两个方面进行分析. 空间复杂度较为直观,主要包括 5 个 $N \times K$ 维矩阵 $\tilde{\mathbf{L}}_U^{(0),(t,d)}$ 、 $\tilde{\mathbf{L}}_{g,U}^{(0),(t,d)}$ 、 $\tilde{\mathbf{L}}_{\Lambda,U}^{(0),(t,d)}$ 、 $\tilde{\mathbf{L}}_{e,U}^{(0),(t,d)}$ 、 $\tilde{\mathbf{L}}_{c,U}^{(0),(t,d)}$, 以及一个 $N \times N$ 维的冗余空间存储校验矩阵 \mathbf{H} ,故空间复杂度记为

$$S = 5 \times N \times K + N^2 \quad (13)$$

对于时间复杂度,考察 IC-CNDA 迭代过程中的变量计算. 首先是输入对数似然 $[\tilde{\mathbf{L}}_U^{(0),(t,d)}]_k$,由于高斯近似

的原因,其复杂度很低. 然后是两个反馈信息 $[\tilde{\mathbf{I}}_{\Lambda, U_k}^{(0),(t,d)}]_K$ 和 $[\tilde{\mathbf{I}}_{g, U_k}^{(0,d)}]_K$, 它们分别由 K 级迭代译码器和外部三级迭代译码器生成. 根据相关原理^[27], 在输入确定的情况下可以快速得到. 所以, 算法的时间复杂度仍然集中在 SISO 过程中对于 $\{\tilde{\mathbf{I}}_{c, U_k}^{(0),(t,d)}, \tilde{\mathbf{I}}_{g, U_k}^{(0),(t,d)}\}_K$ 的生成, 易知, 它与单个 N 长 LDPC 码的和积译码算法复杂度相同^[3], 记为 $O(N \times t_{\max})$. 内外层译码都是在此基础上的线性复杂度增加, 故最终结果记为

$$O(d_{\max} \times K \times N \times t_{\max}) \quad (14)$$

特别地, 若使用 HARQ, 记每次传输时对应码长 $\{N_l\}_{l=1}^L$, 其复杂度进一步增加为

$$O\left(d_{\max} \times K \times \sum_{l=1}^L N_l \times t_{\max}\right) \quad (15)$$

5 结论

本文在 H-K 策略的基础上, 针对两用户弱 GIC 设计了一套结合多层叠加编码调制和可逆矩阵映射的传输策略. 在接收端, 根据发送端的传输方案设计了对应的内外复合式译码结构以及 IC-CNDA 算法. 仿真表明, IC-CNDA 无论在强干扰还是弱干扰的情况下, 均可以做到复杂度和性能的有效权衡, 相比一般的逐次抵消译码和 IMSDA 译码有着一定的 BER 增益. 此外, 笔者采用控制变量法系统分析了影响 IC-CNDA 译码性能的相关因素, 以及增加 IR-HARQ 的情况, 给出合适参数选择的同时也为进一步优化译码算法提供了指导性思路.

参考文献

- [1] 崔勇, 张蕾, 马川. 面向多目标的一体化融合网络体系结构[J]. 电子学报, 2023, 51(9): 2277-2288.
- CUI Y, ZHANG L, MA C. Multiple objective oriented integrated network architecture[J]. Acta Electronica Sinica, 2023, 51(9): 2277-2288. (in Chinese)
- [2] 张修社, 胡小全, 易凯, 等. 异构平台要素协同理论方法研究[J]. 电子学报, 2024, 52(4): 1219-1229.
- ZHANG X S, HU X Q, YI K, et al. Theory and methodology of heterogeneous platform element-level cooperation[J]. Acta Electronica Sinica, 2024, 52(4): 1219-1229. (in Chinese)
- [3] 李军. 干扰信道中的多层编码调制技术[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2014.
- LI J. Multilevel Coded Modulation for Interference Channels[D]. Xi'an: Xidian University, 2014. (in Chinese)
- [4] SUO L, LI H Y, ZHANG S, et al. Successive interference cancellation and alignment in K-user MIMO interference channels with partial unidirectional strong interference[J]. China Communications, 2022, 19(2): 118-130.
- [5] AVESTIMEHR A S, EL GAMAL H, JAFAR S A, et al. Introduction to the special issue on interference networks[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2011, 57(5): 2545-2547.
- [6] CARLEIAL A. A case where interference does not reduce capacity (Corresp.)[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1975, 21(5): 569-570.
- [7] COSTA M, GAMAL A E. The capacity region of the discrete memoryless interference channel with strong interference (Corresp.)[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1987, 33(5): 710-711.
- [8] SATO H. The capacity of the Gaussian interference channel under strong interference (Corresp.)[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1981, 27(6): 786-788.
- [9] DONG K L, LIN P H, MROSS M, et al. Second-order rate analysis of a two-user Gaussian interference channel with heterogeneous blocklength constraints[C]//2024 IEEE 25th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications. Piscataway: IEEE, 2024: 921-925.
- [10] HAN T, KOBAYASHI K. A new achievable rate region for the interference channel[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1981, 27(1): 49-60.
- [11] XIA H Y, MAO Y J, ZHOU X K, et al. Weighted sum-rate maximization of rate-splitting multiple access with confidential messages[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2024, 23(10): 13738-13751.
- [12] SINGH A, MANAPURE A N, KAUR M, et al. Centralized power control in wireless interference channel with imperfect CSI[C]//2023 IEEE 20th India Council International Conference. Piscataway: IEEE, 2024: 939-943.
- [13] BACCELLI F, EL GAMAL A, TSE D N C. Interference networks with point-to-point codes[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2011, 57(5): 2582-2596.
- [14] SANTAMARIA I, SOLEYMANI M, JORSWIECK E, et al. Interference minimization in beyond-diagonal RIS-assisted MIMO interference channels[J]. IEEE Open Journal of Vehicular Technology, 2025, 6: 1005-1017.
- [15] CHAHINE K, JIANG Y H, CHO J, et al. DeepIC: Learning codes for interference channels[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2024, 23(4): 2740-2754.
- [16] MOTAHARI A S, KHANDANI A K. Capacity bounds for the Gaussian interference channel[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2009, 55(2): 620-643.
- [17] SHANG X H, KRAMER G, CHEN B. A new outer

- bound and the noisy-interference sum-rate capacity for Gaussian interference channels[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2009, 55(2): 689-699.
- [18] ZHENG N J, HE Y X, BAI B M, et al. LDPC code design for Gaussian multiple-access channels using dynamic EXIT chart analysis[C]//2017 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. Piscataway: IEEE, 2017: 3679-3683.
- [19] BALATSOUKAS-STIMMING A, LIAVAS A P. Design of LDPC codes for the unequal power two-user Gaussian multiple access channel[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2018, 7(5): 868-871.
- [20] LI X D, CHEN P P, FANG Y, et al. Design of protograph-based LDPC codes for two-user Gaussian multiple access channel[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2022, 11(9): 1990-1994.
- [21] KUMAR J D, MOHAPATRA P, PAPPAS N. Age of information in a two user MISO interference channel under Rayleigh fading[C]//2025 National Conference on Communications. Piscataway: IEEE, 2025: 1-6.
- [22] GONG C, TAJER A, WANG X D. Interference channel with constrained partial group decoding[J]. IEEE Transactions on Communications, 2011, 59(11): 3059-3071.
- [23] IMAI H, HIRAKAWA S. A new multilevel coding method using error-correcting codes[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1977, 23(3): 371-377.
- [24] DUAN L, RIMOLDI B, URBANKE R. Approaching the AWGN channel capacity without active shaping[C]//Proceedings of IEEE International Symposium on Information Theory. Piscataway: IEEE, 1997: 374.
- [25] MA X, PING L. Power allocations for multilevel coding with sigma mapping[J]. Electronics Letters, 2004, 40(10): 609-611.
- [26] 王秀妮, 马啸, 白宝明. 多层叠加 LDPC 码编码调制技术[J]. 电子学报, 2009, 37(7): 1536-1541.
WANG X N, MA X, BAI B M. Multilevel coded modulation based on superimposed LDPC codes[J]. Acta Electronica Sinica, 2009, 37(7): 1536-1541. (in Chinese)
- [27] ZHAO S C, MA X, BAI B M. Decoding algorithms of LDPC coded superposition modulation[J]. IEEE Communications Letters, 2014, 18(3): 487-490.
- [28] WANG D D, WANG L Q, CHEN X, et al. Irregular QC-LDPC based multi-level coded modulation scheme for the next generation optical communication systems[C]//2017 Opto-Electronics and Communications Conference (OECC) and Photonics Global Conference. Piscataway: IEEE, 2017: 1-2.
- [29] ZHANG G, CHEN X B, HU Y N. Singular value decomposition optimizes multi-level orthogonal code index modulation DCSK system[J]. IEEE Communications Letters, 2024, 28(12): 2874-2878.
- [30] MATSUMINE T, YANKOV M P, FORCHHAMMER S. Geometric constellation shaping for concatenated two-level multi-level codes[J]. Journal of Lightwave Technology, 2022, 40(16): 5557-5566.
- [31] 李琼. 两用户干扰信道的 LDPC 叠加编码技术研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2015.
LI Q. LDPC-Based Superposition Coding for Two-User Interference Channels[D]. Xi'an: Xidian University, 2015. (in Chinese)
- [32] SHARIFI S, TANC A K, DUMAN T M. On LDPC codes for Gaussian interference channels[C]//2014 IEEE International Symposium on Information Theory. Piscataway: IEEE, 2014: 1992-1996.

作者简介



关梦生 男, 1993 年出生于安徽省淮北市. 西安电子科技大学博士研究生. 主要研究方向为多用户通信与低密度校验码构造.
E-mail: 18011210001@stu.xidian.edu.cn



朱敏 女, 1986 年出生于安徽省淮北市. 现任西安电子科技大学副教授. 主要研究方向为现代信道编码技术及应用.
E-mail: mzhu@xidian.edu.cn



白宝明 男, 1966 年出生于山西省大同市. 西安电子科技大学教授. 主要研究方向为现代信道编码技术及应用、面向信息网络的 multi 用户信息传输与编码、量子通信与量子编码技术.
E-mail: bmbai@mail.xidian.edu.cn



刘彤 男, 2001 年出生于甘肃省兰州市. 西安电子科技大学硕士研究生. 主要研究方向为信道编码、正交时频空调制技术.
E-mail: 24181214510@stu.xidian.edu.cn