

# 面向超大规模多天线传输的时空乘积编码技术

姜 明<sup>1,2</sup>, 刘祎萌<sup>1</sup>, 徐 悦<sup>1</sup>, 孔令军<sup>3</sup>, 魏岳军<sup>4</sup>

(1. 东南大学信息科学与工程学院, 移动通信全国重点实验室, 江苏南京 211189; 2. 紫金山实验室, 江苏南京 211111;  
3. 金陵科技学院网络与通信工程学院, 江苏南京 211169; 4. 上海第二工业大学计算机与信息工程学院, 上海 201209)

**摘 要:** 由于充分挖掘了超大规模多天线系统的空间维度资源, 时空二维编码可以有效解决极低时延约束下短块长编码传输性能严重劣化的问题, 但目前该编码方案与等效大块长近香农限编码性能仍有较大差距. 针对现有时空二维编码采用的交织串行级联结构在实际编译码中遇到的性能劣化等问题, 本文提出一种适用于高效迭代译码的新型时空二维并行级联编码(时空乘积码). 该编码方案在并行级联的乘积编码之后再行特定的时域/空域映射, 提高了编码交织深度并适用于高并行的迭代译码, 从而提高了整体编译码的效率和可靠性. 此外, 本文所提编码方案充分利用了多天线在空间维度的优势, 通过配置乘积码的不同分量码和不同的时域/空域映射方式, 进一步提升传输性能并降低处理时延. 论文具体引入单奇偶校验码作为空间维度的乘积级联分量码构造时空乘积码, 仿真研究了时域/空域映射、分量码码长码率和调制方式对时空乘积码译码性能的影响, 并详细分析了相应的传输和译码时延. 仿真结果表明, 本文所提时空乘积码方案相比于现有时空二维编码方案在误帧率为 $10^{-3}$ 下能实现0.4~2.3 dB的性能增益, 同时所提方案更适合并行迭代译码和极低时延传输.

**关键词:** 信道编码; 多天线传输; 并行级联编码; 时空二维编码; 不规则乘积码

**基金项目:** 国家自然科学基金(No.62331002)

**中图分类号:** TN911.22

**文献标识码:** A

**文章编号:** 0372-2112(2025)09-3233-12

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

**DOI:** 10.12263/DZXB.20241180

## Spatiotemporal Product Coding Technique Combined with Massive MIMO Transmission

JIANG Ming<sup>1,2</sup>, LIU Yi-meng<sup>1</sup>, XU Yue<sup>1</sup>, KONG Ling-jun<sup>3</sup>, WEI Yue-jun<sup>4</sup>

(1. National Mobile Communication Research Laboratory, School of Information Science and Engineering, Southeast University, Nanjing, Jiangsu 211189, China; 2. Purple Mountain Laboratories, Nanjing, Jiangsu 211111, China;  
3. School of Networking and Communication Engineering, Jinling Institute of Technology, Nanjing, Jiangsu 211169, China;  
4. School of Computer and Information Engineering, Shanghai Polytechnic University, Shanghai 201209, China)

**Abstract:** Due to fully exploiting the spatial dimension resources of the massive multi-antenna system, spatiotemporal two-dimensional coding can effectively solve the problem of severe transmission performance degradation of short block-length coding under the very low delay constraints, but there is still a large gap between the performance of this coding scheme and that of the equivalent large-block-length near-Shannon-limited coding currently. Aiming at the issues of performance degradation encountered in the practical coding process of the interleaved serial cascade structure adopted by the existing spatiotemporal two-dimensional coding, this paper proposes a new spatiotemporal two-dimensional parallel concatenated code coding (spatiotemporal product code) suitable for efficient iterative decoding. The coding scheme, which performs a specific time/space domain mapping after the product coding in parallel cascades, improves the coding interleaving depth and is suitable for highly parallel and iterative decoding, which improves the efficiency and reliability of the overall compilation code. In addition, the coding scheme proposed in this paper makes full use of the advantages of multiple antennas in the spatial dimension, and further improves the transmission performance and reduces the processing delay by configuring the different component codes of the product code and different time/space domain mappings. The paper specifically introduces the single parity-check code as a product cascade component code in the spatial dimension to construct the spatio-

temporal product code, simulates and investigates the impacts of time/space domain mapping, component code length and code rate and modulation on the decoding performance of spatiotemporal product codes, and analyzes the corresponding transmission and decoding delays in detail. Simulation results show that the spatiotemporal product code scheme proposed in this paper can achieve a performance gain of 0.4~2.3 dB at a block error rate of  $10^{-3}$  compared with the existing spatiotemporal two-dimensional coding scheme, the proposed scheme is also more suitable for parallel iterative decoding and ultra-low latency transmission.

**Key words:** channel coding; multi-antenna transmission; parallel concatenated code coding; spatiotemporal two-dimensional coding; irregular product code

**Foundation Item(s):** National Natural Science Foundation of China (No.62331002)

## 1 引言

5G 通信技术定义了三大核心应用场景:增强移动宽带(enhanced Mobile BroadBand, eMBB)、超高可靠低时延通信(ultra Reliable Low Latency Communication, uRLLC)以及大规模机器通信。其中, eMBB 主要应对移动互联网流量激增的挑战,致力于为用户提供更加流畅、丰富的网络体验。uRLLC 主要应对实时性和可靠性要求极高的应用场景,例如工业自动化、远程手术和智能交通系统等,以确保数据传输的极低延迟和极高可靠性。随着 5G 和 6G 应用场景的逐步明确,低时延、高可靠数据传输<sup>[1]</sup>的需求日益增长,物理层传输技术特别是信道编解码技术也遇到了新挑战。如何在确保纠错性能的同时,兼顾信道编译码计算复杂度和处理时延的平衡,已成为一个当前热点研究方向。

极化码(polar codes)作为一种理论上能够达到香农极限的编码方式,在严格的译码复杂性和延迟要求下,其性能与目前尖端的低密度奇偶校验<sup>[2]</sup>(Low-Density Parity-Check, LDPC)码相当。因此, Polar 码凭借其卓越的性能,和 LDPC 码一起在 5G 的 eMBB 场景编码技术中脱颖而出,分别被选为控制信道和数据信道的编码方案<sup>[3]</sup>。然而,由于信道极化的特性, Polar 码和 LDPC 码在中短码长下的表现不尽如人意。特别是为了满足 uRLLC 场景对超低时延的苛刻要求,编码码长需要进一步缩短<sup>[4]</sup>,这不可避免地会导致译码性能的大幅下滑,进而影响到数据传输的可靠性。因此,如何在保证低时延和高可靠性的前提下,优化短块长 Polar 码的性能,仍是亟待解决的问题。

为进一步提升纠错能力并降低译码时延,以短块长编码做分量码构造乘积码<sup>[5]</sup>成为了极具潜力的编码方法。文献[6]中提出一种用 BCH(Bose-Chaudhuri-Hocquenghem)码作为分量码构成乘积码(Turbo Product Code, TPC)的编码方式 BCH-TPC,其特点在于编码后的方形码块中,每行和每列都代表一个 BCH 码。在译码过程中,所有行或所有列均可实现并行译码,确保了高效的译码性能。此外,不同维度的译码结果还可以

为其他维度提供额外的信息,以纠正译码过程中的错误。文献[7]中提出了 Polar-TPC 的乘积码构造方法,然而由于 Polar 码的译码性能受码长影响较大,在不同码长码率下 Polar-TPC 乘积码的整体性能差异较大。在不同调制阶数下,基于 Polar 码构造阶梯码<sup>[8]</sup>可以实现低复杂度低时延译码,但是在高码率条件下译码性能劣化严重。文献[9]将 RS(Reed-Solomon)码和单比特奇偶校验(Single Parity Check, SPC)码结合构建乘积码,突破传统规则乘积码的限制。进而,文献[10, 11]提出将 Polar-TPC 中一个维度的 Polar 码更换为 SPC 码,该方法的译码性能相比 Polar-TPC 乘积码有明显提升,且可以灵活支持不同码长码率的构造。本论文针对 5G 及未来 6G 的编码技术展开研究,考虑乘积级联码的分量码码长较短的场景。在分量码码块长度受限的条件下, Polar 码相比同等码长下的 LDPC 码有明显的性能优势,因此我们聚焦于在时域方向和空域方向分别采用高性能短块长的 Polar 码和极简的 SPC 码的 Polar-SPC 乘积码方案。

超大规模多输入多输出(massive Multi-Input Multi-Output, mMIMO)技术是后 5G 网络演进及未来 6G 系统的核心技术,目前,可支持多达 64 个具有天线元件的收发器链路,采用 128 天线的商用 5G 基站也已投入使用,而华为等公司更是研发了包含 384 个天线阵子的 mMIMO 基站<sup>[12]</sup>。mMIMO 技术极大地拓展了无线传输物理层的空域维度资源。然而,目前 5G 等移动通信中所采用的信道编码传输仍主要限于利用时域维度资源,单个天线通常传输单个编码数据流。这虽然能较好地满足 eMBB 场景的需求,但对于 uRLLC 场景以及未来 6G 对时延要求更严苛的场景<sup>[13, 14]</sup>来说,显然需要突破传统时域编码传输框架,扩展到多域协同编码传输。

为此,文献[15]首次提出了一种基于 mMIMO 的时空二维串行编码方案。该方案充分利用超大规模天线所提供的空域资源,在时域编码的基础上引入空域编码,并与二维乘积码编码相结合。这种新型的编码方案在时延、可靠性和传输速率方面均能满足 uRLLC 的要求,并适用于多种不同场景,具有很高的灵活性。另外,

文献[16]表明,增加MIMO信道的空间自由度可以有效减缓信道容量塌陷效应,这进一步证明了该编码方案的潜力.通过适当选择在时域和空域采用不同码率、码长的编码,该方案可以在传输时延和可靠性之间取得很好的平衡.

文献[17]构建了时空二维串行编码传输的实验平台,通过无线传输实验验证了该编码方案的优越性,但是目前该方案在具体编码构造和译码性能方面仍有待完善.本文将基于时空二维串行编码框架,提出改进的新型时空二维并行级联编码(时空乘积码)和时域/空域映射方法,去除时空二维串行编码中时域/空域间的折叠交织步骤,将对应操作置后到时域/空域映射模块中,使得编码交织更充分,收发端处理更为简洁,更适用于超大规模多天线传输.本论文研究工作后续也将考虑在该超大规模多天线传输平台的实际硬件部署,实验验证论文所提时空二维并行级联编码和改进映射方案的系统性能增益和低处理时延.

在接下来的内容中,我们将分以下三个部分深入探讨相关编译码方案.首先简要介绍无线通信中的多天线技术,包括其发展历程、应用以及多天线基带传输系统和层映射技术.其次将重点介绍我们提出的面向mMIMO传输系统的时空乘积码和时域/空域映射方法.随后详细介绍了采用Polar码和SPC码混合分量码架构的时空乘积码编译码算法.接着对该方法进行仿真分析,以验证其性能.最后,我们将对全文内容进行总结.

## 2 适用于多天线传输的时空二维串行编码技术

随着移动通信技术的飞速发展,人们对无线通信服务的需求日益增加,追求更高的速度、更强的可靠性以及更优质的服务体验.然而,传统的无线通信系统在面临信号衰落等挑战时,往往会出现信号失真、丢失和干扰等问题,进而影响到通信的整体质量和覆盖范围.为了解决这些问题,MIMO技术应运而生,其利用多个天线进行数据的传输和接收,通过并行传输多条数据流,显著提升了频谱效率和信道容量.此外,MIMO技术还能有效区分来自不同空间方位的信号,从而提高了信号的可靠性和覆盖范围.目前,MIMO技术主要有三大应用方向,分别是空间分集<sup>[18,19]</sup>、空间复用和波束成型技术<sup>[20]</sup>.空间分集是利用多根发射天线发送相同的数据,以此规避单个信道衰落对整个通信链路造成的负面影响.空间复用技术则是将待传输数据分割后,通过不同天线并行发射的技术,实现更高的数据传输速率.在接收端,系统能够根据各空间信道独特的衰落

特性,将混合信号有效地区分成不同的数据流.波束成型技术,通过构建多个天线的阵列,对信号进行相位加权处理,使得信号能量能够聚焦于特定的方向.这不仅增强了信号的覆盖距离,还减少了对其他接入用户的潜在干扰.

近年来,MIMO技术已在无线通信的多个领域得到广泛应用,如WLAN(Wireless Local Area Network)、WiMAX(World interoperability for Microwave Access)和4G LTE(Long Term Evolution)及5G NR(New Radio)移动通信网络等.然而,传统的MIMO系统通常仅使用较少的天线数(通常为2~8根),这在很大程度上限制了通信系统的容量.为了克服这一限制,mMIMO系统将收发天线数量大幅提升至几十甚至上百个.mMIMO技术不仅有效应对了复杂多变的传输环境,还大幅提升了系统频谱和能量效率.因此,基于mMIMO技术,文献[15]首次提出时空二维信道编码方法,该方法通过引入空域编码大幅降低传输时延并增强时域编码的译码性能,由于其串行级联的特质,后文中将此方案称为时空二维串行编码.输入的数据流首先经过时域编码处理,随后根据传输时延的需求对码字进行折叠操作.接着,对折叠后的码字实施空域编码.最后,根据传输映射层数的具体要求,对空域码字再次进行折叠,调制和天线映射.

图1中的时空二维串行编码框图中具体展示了时域和空域的编码过程,其中时域编码码字以不同颜色的纯色填充表示,而空域编码码字则以不同样式的实线线条展示,不同颜色和线条用以区分不同的码字.在此过程中,初始信息序列首先完成时空二维串行编码模块,随后按照每个数据流分别进行交织和调制操作.为实现空口传输,调制后的符号会分别经历层映射、预编码、资源单元(Resource Element, RE)映射模块.最终,经过一系列处理后的信号被映射至各个天线,从而完成发射过程.这种时空二维串行编码方法通过结合时域和空域的编码技术,利用多天线发射大幅降低传输时延,有效提升无线通信系统的性能,为未来6G系统等不同场景下的应用提供了有力支撑.

图1结合一个具体的短块长数据实例,介绍了链路层传输块的处理与发射流程,其中详述了时空二维串行编码模块.系统具体参数如下,初始信息序列长度 $N=256$ 、数据流 $S=8$ 、时域码长 $N^t=64$ 、时域码率 $R^t=1/2$ 、传输时延约束 $\delta=16$ 、空域码长 $N^s=64$ 、空域码率 $R^s=1/2$ 、发射天线数 $M^t=64$ 和接收天线数 $M^r=64$ .首先,将初始信息序列 $\{a_1, a_2, \dots, a_{256}\}$ 均匀划分为 $S=8$ 个数据流 $\{b_1, b_2, \dots, b_S\}$ ,每个数据流的长度为 $N/S=32$ .第 $i$ 个数据流 $b_i$ 具体表示为 $\{a_{32(i-1)+1}, a_{32(i-1)+2}, \dots, a_{32i}\}$ ,其中 $1 \leq$

$i \leq S=8$ . 接着,在常规的多天线基带传输系统基础上,时空二维串行编码方法对每个数据流  $\mathbf{b}_i$  先进行时域编码:

$$\boldsymbol{\tau}_i = \mathbf{b}_i \cdot \mathbf{G}_i, \quad i = 1, 2, \dots, S \quad (1)$$

得到时域编码码字  $\boldsymbol{\tau}_i = \{\tau_{i,1}, \tau_{i,2}, \dots, \tau_{i,N'}\}$ ,  $i = 1, 2, \dots, S$ ,  $\mathbf{G}_i$  为时域编码的生成矩阵,  $\mathbf{G}_i = \mathbf{B}_N \mathbf{F}^{\otimes n}$ , 其中  $\mathbf{B}_N$  是一个置换矩阵,  $\mathbf{F}^{\otimes n} = \mathbf{F} \otimes \mathbf{F}^{\otimes n-1}$ ,  $\mathbf{F}^{\otimes 1} = \mathbf{F}$ , 克罗内克积的初始矩阵为  $\mathbf{F} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$ . 为了满足传输时延的特定需求,在进行空域编码之前,会对时域编码得到的码字进行折叠交织处理. 考虑到具体传输时延约束为  $\delta = 16$ , 每个时域编码码字需要被折叠交织到  $d = N'/\delta = 4$  层, 具体映射方式如下: 将时域编码码字  $\boldsymbol{\tau}_i$  ( $i = 1, 2, \dots, S$ ) 分割为  $d = 4$

个子序列, 分别为  $\{\tau_{i,1}, \tau_{i,2}, \dots, \tau_{i,16}\}$ ,  $\{\tau_{i,17}, \tau_{i,18}, \dots, \tau_{i,32}\}$ ,  $\{\tau_{i,33}, \tau_{i,34}, \dots, \tau_{i,48}\}$  和  $\{\tau_{i,49}, \tau_{i,50}, \dots, \tau_{i,64}\}$ . 此时,  $S$  个时域编码码字折叠交织为一个  $dS$  行,  $\delta$  列的码字矩阵. 随后再对时域编码折叠后的码字矩阵按列进行空域编码, 即  $\boldsymbol{\varepsilon}_{N' \times \delta = 64 \times 16} = [\mathbf{G}_s]^T \cdot \boldsymbol{\tau} = [\mathbf{G}_s]^T$ .

$$\begin{bmatrix} \tau_{1,1}, \tau_{1,17}, \tau_{1,33}, \tau_{1,49}, \tau_{2,1}, \dots, \tau_{8,49} \\ \vdots \\ \tau_{1,16}, \tau_{1,32}, \tau_{1,48}, \tau_{1,64}, \tau_{2,16}, \dots, \tau_{8,64} \end{bmatrix}_{\delta \times dS = 16 \times 32}^T \quad (2)$$

其中,  $\boldsymbol{\tau}$  是时域编码块折叠后的码字矩阵, 该矩阵的列分别乘上空域编码的生成矩阵  $\mathbf{G}_s$  得到空域编码码字,  $\mathbf{G}_s$  的生成方式与  $\mathbf{G}_i$  一致, 构成  $\boldsymbol{\varepsilon}_{N' \times \delta = 64 \times 16}$  的空域编码码字矩阵, 其中每一列为一个空域编码码字  $\boldsymbol{\varepsilon}_i$  ( $i = 1, 2, \dots, \delta$ ).

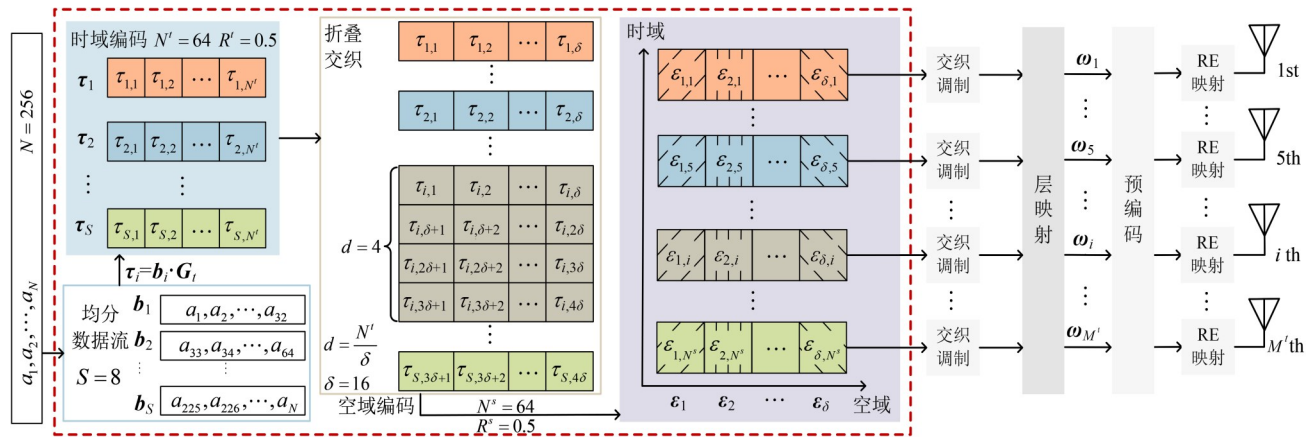


图1 时空二维串行编码的多天线基带传输系统框图

层映射是无线通信系统中至关重要的信号处理环节,负责将物理层传输块的符号精准映射到物理资源上,对提升系统性能、加强抗干扰能力以及保障通信服务质量具有不可或缺的作用. 将时空二维串行编码经交织调制后的数据流进行层映射. 层映射主要包括并行层映射和串行层映射两种形式. 串行层映射方式更适用于单天线系统或具有时间和频率复用需求的系统. 在串行层映射中,符号会依次经历星座映射和层内映射,然后按照既定顺序映射到物理资源元素上. 尽管串行映射方式相对简单,适用于资源有限的系统,但其实时性表现相对较差. 相比之下,在并行层映射中,多个来自传输层的符号能够同时被映射到物理资源上. 由于  $N^s$  和  $M'$  数量相同,因此空域编码后的  $N^s$  个行向量交织调制后得到处理结果,其中编码向量内每  $\log_2 Q$  个比特映射为一个符号 ( $Q$  为调制阶数),并经过并行层映射由数据流  $\{\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_{M'}\}$  并行输出到预编码模块,如图1所示.

在接收端,接收到的序列首先进行空域译码处理,

然后对译码结果进行反变换操作,最后再进行时域译码. 整个译码过程的时延  $\mathcal{D}$  可以表示为

$$\mathcal{D} = \gamma(N' + N^s) \quad (3)$$

其中,  $\gamma$  取决于所采用的基带译码方式,时空二维串行编码技术在时域和空域的译码过程中均采用码长  $N' = N^s$  和列表大小  $L$  相同的连续消除列表 (Successive Cancellation List, SCL) 译码,  $\gamma = LN' \log N'$ . 由于结合了 mMIMO 多天线传输机制,时空二维串行编码的传输时延得到了显著降低,如若采用高阶调制,传输时延可以进一步降低到  $\delta / \log_2 Q$ . 然而,为了满足极低的传输时延约束,每个维度的编码通常也只能采用较短的块长,这不可避免地导致空域和时域单个码块译码性能相对较差. 为了在极低传输时延条件下弥补短块长编码的性能劣势,需对时空二维串行编码进行迭代译码处理. 迭代译码方式使得基带译码处理时延变为  $\mathcal{D} \cdot T_{\text{avg}}$ , 其中  $T_{\text{avg}}$  为平均迭代次数. 相对于传输时延,基带处理可以通过增加硬件资源,提高处理并行度有效降低时延. 所以这里我们更关注迭代译码带来的性能提升.

当前的时空二维串行编码,为了满足传输时延约束,对时域编码块做行折叠,从而导致随后的列方向空域编码与时域编码交织不充分,迭代译码增益较小.因此,本文考虑增大时空二维串行编码的交织深度,再对二维编码后的数据按照时延约束,设计相应的时空映射方法.

### 3 面向超大规模多天线传输的新型编码方法研究

#### 3.1 时空乘积码(时空二维并行级联编码方法)

时空二维串行编码方案在时域编码和空域编码中间加入了额外的矩阵折叠交织步骤,这导致时域和空域维度编码间的交织不充分,从而无法获取明显的迭代译码性能增益.为了克服这一缺陷,我们提出一种基于 mMIMO 的时空乘积编码方法,其框架如图 2 所示.

该方法改进了时空二维串行编码方案的编码模块并增加了时/空域映射模块,其在按照  $S$  个数据流分别进行行方向(即时域维度)码率为  $R'$  的编码后,紧接着对行编码矩阵按列进行列方向(即空域维度)码率为  $R^s$  的编码.在行列乘积编码之后,将所得的编码码块做时/空域映射,这不仅可以有效降低接收端迭代译码的复杂度和时延问题,同时还克服了编码矩阵交织不充分的问题,从而保证时空乘积码有更大的迭代译码增益.随后,再依次进行交织调制、层映射、预编码和 RE 映射模块,而后完成发射过程.

参照图 1 的编码参数,我们也将时空乘积码的信息序列被分为  $S$  个数据流,每个数据流大小为  $N/S$  个比特,分别按行方向码率  $R'$  编码为码长  $N' = N/(S \times R')$ ,共  $S$  个行方向(时域维度)编码码字:

$$\boldsymbol{\tau}_i = \{\tau_{i,1}, \tau_{i,2}, \dots, \tau_{i,N'}\}, \quad i = 1, 2, \dots, S \quad (4)$$

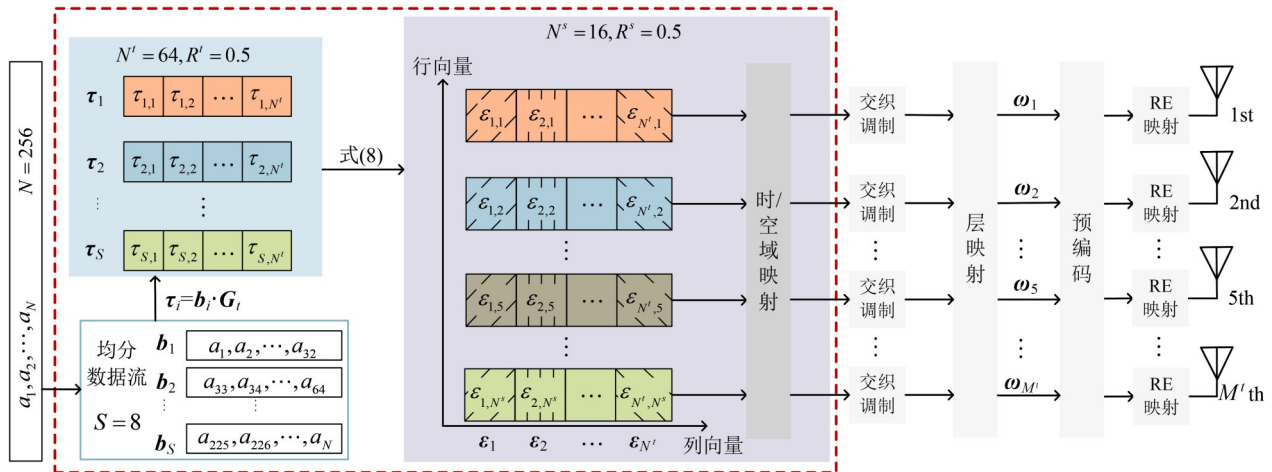


图2 时空乘积码的多天线基带发射系统框图

对按行排列的  $S$  行  $N'$  列编码矩阵,按乘积码格式,对列方向(空域维度)按码率  $R^s$  编码,得到  $N^s$  个编码:

$$\boldsymbol{\varepsilon}_i = \{\varepsilon_{i,1}, \varepsilon_{i,2}, \dots, \varepsilon_{i,N'}\}, \quad i = 1, 2, \dots, N' \quad (5)$$

从而得到  $N^s$  行  $N'$  列的时空乘积码编码矩阵.

针对图 2 中时空乘积码的编码流程,我们以  $N=256, S=8, N'=64, R'=1/2, N^s=16, R^s=1/2, \delta=16, M'=64, M''=128$  为例详述本方案设计流程.信息序列  $\{a_1, a_2, \dots, a_{256}\}$  被分为 8 个数据流  $\{b_1, b_2, \dots, b_8\}$ , 每个数据流长度为 32, 其中第  $i$  个数据流可以表示为

$$b_i = \{a_{32(i-1)+1}, a_{32(i-1)+2}, \dots, a_{32i}\}, \quad i = 1, 2, \dots, S \quad (6)$$

对  $b_i$  按照

$$\boldsymbol{\tau}_i = b_i \cdot \mathbf{G}_i, \quad i = 1, 2, \dots, S \quad (7)$$

即行方向码率编码得到  $\boldsymbol{\tau}_i = \{\tau_{i,1}, \tau_{i,2}, \dots, \tau_{i,64}\}$ . 随后对  $S$  行编码矩阵,再按列进行列方向码率编码,即

$$\boldsymbol{\varepsilon}_j = [\mathbf{G}_s]^T \cdot \boldsymbol{\tau}_i, \quad j = 1, 2, \dots, N' \quad (8)$$

时空乘积码方法分别按行方向和列方向(即时域维度和空域维度)编码码率完成行方向和列方向的乘积码编码,随后对时空乘积码编码矩阵进行特定的时域和空域映射.这样传输系统既能通过映射调整和多天线配置实现极低时延约束的信号发射,编码端还可以采用更有效的行列(即时/空域)非对称乘积码编码.因此,本文所提方案可有效结合发射天线配置与时延约束设计,在编码方面达成行列编码的充分交织,获取高迭代增益,还可以支持高并行低复杂度的迭代译码处理机制.此外相比于常规的时空二维串行编码,我们所提的时空乘积码方案不需要根据实际发射天线数量考虑行列方向编码的码率和码长配置问题.为了进一步探究时空乘积码的技术优势,结合图 2 的发射系统框图,我们从时域映射、空域映射和行列分量码编码选

择等多个角度,阐述分析时空乘积码编码方法的具体实施过程.

### 3.2 时空乘积码的时域映射

本文提出在时空乘积码的行方向和列方向编码结束后添加时/空域映射模块,以克服时空二维串行编码交织不充分的问题.时/空域映射可以根据时空维度不同优先等级分为时域映射和空域映射.时域映射是将时空乘积码编码矩阵的每行按时延约束  $\delta$  将元素缩短到  $\delta$  个,有:

$$N/(S \times R' \times \delta) \quad (9)$$

即将每行折叠为  $N/(S \times R' \times \delta)$  行,再进行物理资源映射.按图2的示例,即将空域编码码块  $\varepsilon_i$  每行转为4行进行时域映射.相应的时空乘积码的编码矩阵  $N'$  个列向量(空域维度)编码  $\{\varepsilon_1, \varepsilon_2, \dots, \varepsilon_{N'}\}$ ,通过时域映射处理后减少为  $N^s$  个列向量,每个列向量的元素为  $M'$  个,时域映射模块绘制在图3中.之后,对每个编码比特序列进行交织调制输入到层映射模块得到  $M'$  个数据流,再分别进行预编码并通过  $M'$  个天线并行发射.

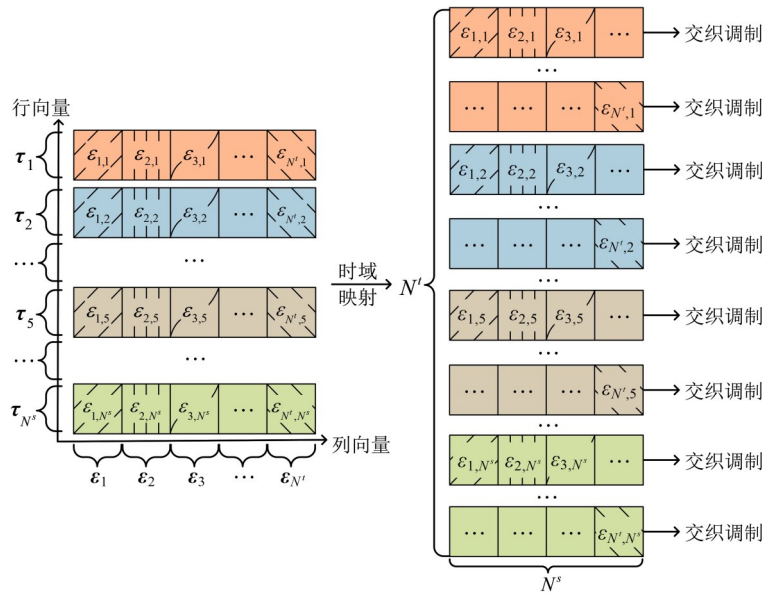


图3 时空二维乘积码的时域映射方式示意图

### 3.3 时空乘积码的空域映射

空域映射和时域映射的方式相反,在时空乘积码编码之后采用多列折叠的方式匹配传输时延和发射天线数.有:

$$N/(S \times R^s \times \delta) \quad (10)$$

将每  $N/(S \times R^s \times \delta)$  列转为1列,按照图2中的示例,即将乘积码编码块列方向(空域维度)编码序列的  $\varepsilon_i (i=1, \dots, N')$ ,每4列转为1列,编码矩阵转为  $M'$  行和  $N^s$  列,然后每行对应一个编码比特序列进行编码调制、层映射和空口传输,具体如图4所示.

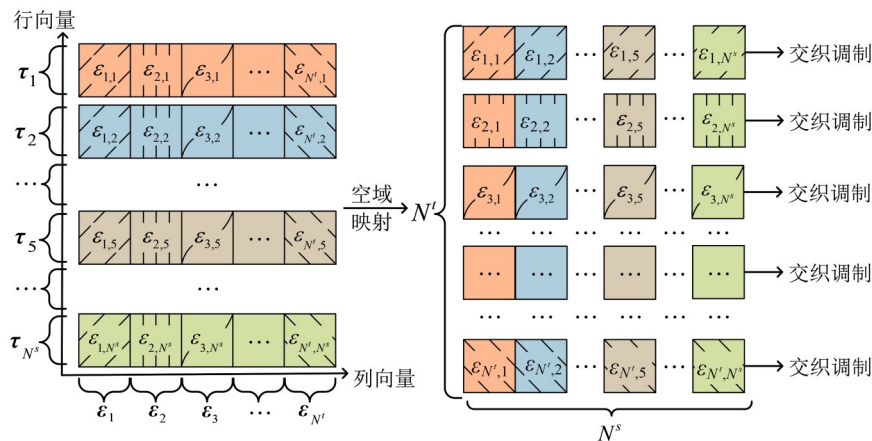


图4 时空二维乘积码的空域映射方式示意图

相较于时空二维串行编码的复杂性,时/空域映射的时空乘积码通过矩阵变换后移的方式,显著简化了编码过程,提升了编码交织深度,并可通过后置的映射方案调整匹配不同的物理资源和发射天线.在接收端,仅需对接收序列进行简单的行变换或列变换,即可回归至传统乘积码的迭代译码方式.值得一提的是,行列编码间无数据折叠操作且行列编码次序并不影响时空乘积码编码结果,可以实现多行、多列并行编码和译码操作,进而有效降低了编译码处理时延,提升了整体物理层基带处理效率.

### 3.4 Polar-SPC 空域映射的时空乘积码

在码长趋于无穷的情况下,Polar码可以渐近达到信道容量<sup>[21]</sup>,但在有限块长编码方案里,其性能劣化较为明显.随着近年来对Polar码编码和译码方案的改进<sup>[22-24]</sup>,使得Polar码相关级联编码的性能可以逼近有限长性能界,因此我们选择以Polar码为基础构建时空乘积码.此外,由于原编码方案在行方向和列方向维度使用相同的纠错编码(如Polar码),此类规则乘积码的整体纠错性能有限且不能灵活支持多码长多码率的编码构造.因此,我们提出在列方向维度使用仅具备单比特错误检测能力而无纠错能力的SPC码,即行方向采用Polar码,列方向采用SPC码(Polar-SPC乘积码).由于SPC码的译码算法相对简单,其译码时延几乎可以忽略不计,这对降低系统整体的译码时延具有显著益处.同时,这类不规则的乘积码可以更加灵活地配置整体编码矩阵,也使得其在整体迭代过程中的性能增益更加明显.

在空域映射时空乘积码的基础上,我们使用上述描述的Polar-SPC乘积码,并在编译码过程采用文献[10]中提出的方法.考虑到码长码率对译码时延和Polar码纠错性能有着显著影响,因此我们将在信息位比特和总码长不变的前提下,对Polar码和SPC码两个维度的码长和码率做出改变,以比较出更优的译码性能.后续我们将以行列非对称的Polar-SPC时空乘积码为参考,描述时空乘积码的译码接收方案.

## 4 Polar-SPC 乘积码译码算法

Polar码的CA-SCL(cyclic redundancy Check-Aided Successive Cancellation List)译码算法为串行译码,译码时延会受到码长的影响.为应对5G及未来6G极低时行方向第 $m$ 次迭代译码的译码器输入为

$$\mathbf{L}_s(m) = \mathbf{Y} + \alpha_s(m)\mathbf{W}_s(m) \quad (13)$$

接着,对待译码行方向向量 $\mathbf{R}_e$ 中每个元素分别进行CA-SCL译码,若成功译码,则将此结果作为该行最终的译码结果 $\hat{u}^i$ .根据极化码的译码输出和文献[6]的方式更新外信息矩阵 $\mathbf{W}_i(m+1)$ 的第 $i$ 行,并在 $\mathbf{R}_e$ 中删去

延传输场景的需求,一个方向是探究高并行低时延的Polar码译码算法,另一个方向是将长码分为若干个短码构造Polar码的乘积码.文献[7]中提出了一种Polar码的乘积码构造方法——Polar-TPC,在两个维度均使用系统形式相同或相近长度的Polar码,通过行列方向的全并行译码大幅提高了译码器的吞吐量.然而,由于Polar码在码长较短时会存在极化不完全的缺陷,同时短块长Polar码SCL译码算法在迭代过程中外信息计算更新不充分,导致在两个维度均使用相同块长Polar码的乘积码,在不同码长码率条件下的整体迭代译码性能波动较大<sup>[10]</sup>.此外,行列分量码都是基于大列表数的SCL译码算法,Polar-TPC的迭代译码过程计算复杂度较高.因此,本文考虑将Polar-TPC中一个维度的Polar码转换成译码复杂度可忽略且具有检错能力的SPC码,将其应用于时空乘积码,本节将介绍Polar-SPC乘积码的具体译码过程.

考虑到SCL的漏检问题,我们采用循环冗余校验(Cyclic Redundancy Check, CRC)和SPC双校验,对仅满足CRC而不满足SPC的译码结果重新译码,译码流程如图5所示.Polar-SPC乘积码的迭代译码算法是对SPC维度使用MSA(Min-Sum Algorithm)译码,对Polar码维度使用CA-SCL译码.仿真结果表明,所提出的MSA-CA-SCL译码方法能实现很好的译码性能.具体译码流程如下,考虑列方向第 $m$ 次迭代译码的译码器输入为

$$\mathbf{L}_s(m) = \mathbf{Y} + \alpha_t(m)\mathbf{W}_t(m) \quad (11)$$

其中, $\mathbf{Y}$ 为接收端接收到的码块; $\mathbf{W}_t(m)$ 为第 $m$ 次半迭代译码器输入的外信息矩阵( $m=1$ 时, $\mathbf{W}_t(m)$ 初始化为全0序列); $\alpha(m)$ 为缩放系数,每一次迭代译码生成的外附信息均可帮助提升下一次迭代的性能,采用蒙特卡罗仿真的方式寻找缩放系数 $\alpha_t(m)$ 和 $\alpha_s(m)$ ;下标 $t$ 表示行方向维度,下标 $s$ 表示列方向维度,仿真中的缩放因子 $\alpha_t(m) = \{0.0, 0.3, 0.2, 0.1\}$ 、 $\alpha_s(m) = \{0.5, 0.8, 1.0, 1.0\}$ .使用经典的MSA计算列译码器的输出外信息矩阵 $\mathbf{W}_s(m)$ ,具体计算公式为

$$\mathbf{W}_{s(i,j)}(m) = \left( \prod_{i' \in \mathbf{R}_e/i} \text{sgn}(\mathbf{L}_{s(i',j)}(m)) \right) \cdot \min_{i' \in \mathbf{R}_e/i} |\mathbf{L}_{s(i',j)}(m)| \quad (12)$$

其中,下标 $(i, j)$ 表示矩阵的第 $i$ 行第 $j$ 列; $\mathbf{R}_e$ 为仍未正确译码的行坐标集合.

元素 $i$ 之后进行列方向向量的第 $m+1$ 次迭代,如此进行,直至达到最大迭代次数 $T_{\max}$ 或 $\mathbf{R}_e$ 中的待译码行为空.将 $\hat{\mathbf{U}}$ 作为码块的译码输出.

仿真发现,当乘积码两个维度的码长不一致时,乘积码的性能往往会受到其中一维的影响而变差.另外,注意到由于是对信息块整体加CRC比特,当出现部分

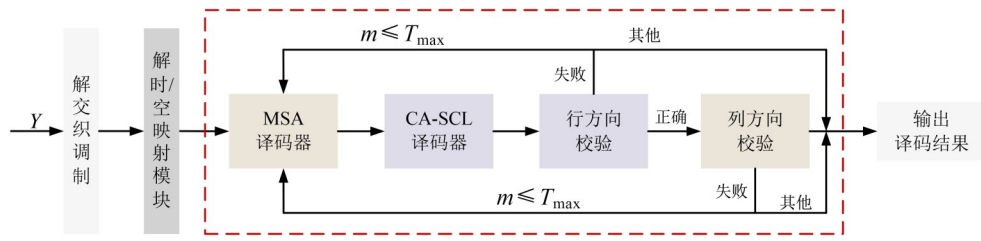


图5 Polar-SPC迭代译码流程

码字译码正确时,并不能即时停止对这些码字的译码,译码过程计算量大.SPC码是最简单的编码方式之一,其原理是通过奇偶校验来检测奇数个错误的发生.同时,SPC码的译码方法简单,可降低乘积码迭代译码过程的计算量.考虑到编码效率、译码复杂度、译码可靠性这些因素,本文提出使用Polar码作为第一维度的分量码,使用SPC码作为第二维度的分量码,充分发挥各自的优势,在提高编译码效率和可靠性的同时降低译码复杂度.

## 5 性能分析

### 5.1 仿真参数设置

本文的性能分析主要针对时空二维串行编译码(方案1)、时域映射的时空乘积码(方案2-1)、空域映射的时空乘积码(方案2-2).方案1、方案2-1和方案2-2在编译码时均采用Polar-TPC(时/空域分量码都采用Polar码)算法.记时/空域的编码码长为 $(N^t, N^s)_N$ ,时/空域的编码码率为 $(R^t, R^s)_R$ .我们还考虑了基于Polar-SPC编码的空域映射时空乘积码(方案3-1和3-2),其中,方案3-1时域编码采用短码长低码率 $(4/15, 15/16)_R$ ,而方案3-2的时域分量采用更长的Polar码编码 $(128, 8)_N$ .为了兼容5G方案及未来6G物理层编码标准的最新提案,仿真比较的各种方案中,信息比特长度均为256且总码长为1024,Polar码均采用5G标准进行构造,译码时采用列表大小为8的CA-SCL译码算法.调制方式无特殊说明即为16QAM(Quadrature Amplitude Modulation),信道为平坦衰落信道,使用瑞利衰落信道作为具体模型,超大规模MIMO天线的配置设定为 $M^t \times M^r = 64 \times 128$ .MIMO检测器采用最小均方误差检测器.为了准确评估译码性能,我们采用误帧率(Block Error Rate, BLER)作为衡量指标,并在每个 $E_b/N_0$ 条件下仿真了100个错误帧,各编码方案的具体码长码率参数如表1所示.

### 5.2 不同码长码率下的译码性能

在保持总码长为1024,信息比特为256不变的前提下,对各分量码采用不同的码长码率配置.其中,在图6比较了时空二维串行编译码(方案1)、时域映射的时空乘积码(方案2-1)和空域映射的时空乘积码(方案

表1 各方案的码长码率参数设置(信息比特长度256,总码长1024)

参数	时空二维 串行编码	时空乘积码			
	—	时域映射	空域映射		
	Polar- TPC	Polar-SPC			
	方案1	方案2		方案3	
	方案1	方案2-1	方案2-2	方案3-1	方案3-2
$(N^t, N^s)_N$	$(64, 64)_N$	$(64, 16)_N$	$(64, 16)_N$	$(64, 16)_N$	$(128, 8)_N$
$(R^t, R^s)_R$	$(1/2, 1/2)_R$ $(1/3, 3/4)_R$ $(2/3, 3/8)_R$	$(1/2, 1/2)_R$ $(2/3, 3/8)_R$	$(1/2, 1/2)_R$ $(1/3, 3/4)_R$	$(4/15, 15/16)_R$	$(2/7, 7/8)_R$

2-2)的BLER性能,其中Polar-TPC译码的最大迭代次数为1(非迭代模式).从整体趋势来看,本文提出的时域/空域映射时空乘积码的译码性能均要明显优于时空二维串行编码.时空乘积码克服了时空二维串行编码过程中交织不充分的问题,从而获得明显的译码性能增益.对比采用 $(1/3, 3/4)_R$ 的方案1和方案2-2,在BLER= $10^{-3}$ 时,空域映射的时空乘积码相较于时空二维串行编码获得了2.4 dB的性能增益.而针对空域码率和时域码率更接近的设置 $(2/3, 3/8)_R$ ,在BLER= $10^{-3}$ 时,两种方案的译码性能整体都有大幅改进,而时域映射的时空乘积码仍然比相同配置下的时空二维串行编码有1.1 dB的性能增益.在多种时域空域码率的配置下,时空乘积码均展现出了明显的性能增益,这可以体现出时空乘积码在多天线下低时延高可靠传输方向应用的优势.

### 5.3 不同编译码方式的性能

在非迭代情景下,图7继续对比了信息比特为256,总码长1024在不同信道中不同编码方案的译码性能.在瑞利信道中,由图7可以看出,时空乘积码编码的多种方案性能皆明显优于时空二维串行编码(方案1),且基于大块长Polar码编码的时空乘积码(方案3)的性能最优.方案3的时空乘积码采用Polar-SPC乘积码进行编码和译码,其行方向采用大块长的Polar码纠错性能明显优于Polar-TPC中短块长的分量码,同时也由于SPC码代替了一个维度的Polar码而降低了整体的译码复杂度.当我们将第二分量码替换为SPC并增加Polar

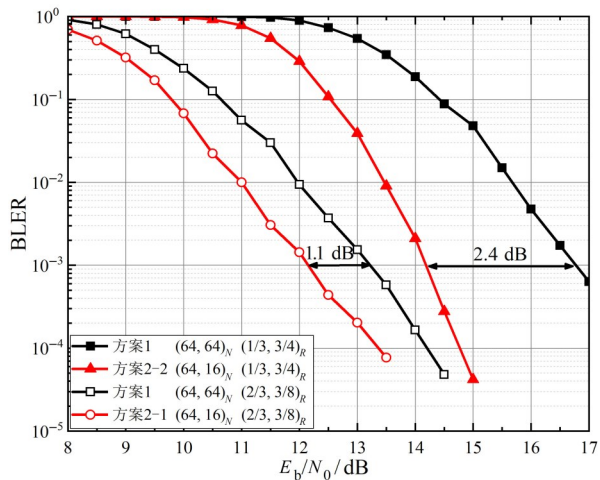


图6 时空二维串行编码和时空域映射的时空乘积码在不同码长码率下的译码性能

码的码长为 $(128, 8)_N$ 时,方案3-2在 $BLER=10^{-3}$ 下比方案3-1的时空乘积码有2.3 dB的性能增益. 在 $(1/2, 1/2)_R$ 时,时域映射的时空乘积码(方案2-1)性能略优于空域映射的时空乘积码(方案2-2),可见本文提出的不同映射方式也对时空乘积码的性能有不同的影响. 在 $BLER=10^{-3}$ 时,同样采用Polar-TPC编译码的时空乘积码(方案2-2)相比时空二维串行编码有1.7 dB增益的性能优势.

在图7中可以看出,在高斯加性白噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN)信道下多种编码方案的BLER性能趋势与瑞利信道下相似,利用时空乘积码作为编码方案时的性能增益显著. 在 $BLER=10^{-3}$ 时,基于Polar-SPC编译码,采用大块长分量码的空域映射时(方案3-2)相比时空二维串行编码(方案1)能获得将近1.7 dB的性能增益. 由于编码过程中交织得更充分,在 $BLER=10^{-3}$ 时,基于Polar-TPC的空域映射时空乘积码(方案2-2)相比时空二维串行编码(方案1)有1.1 dB的性能优势. 这一结果证明了我们的编译码方案可以适应不同的仿真信道,展现出了大块长分量码的空域映射时空乘积码(方案3-2)编码方案的优越性.

我们为进一步考察时空乘积码的迭代译码性能增益,图8对比了Polar-SPC空域映射时空乘积码的两种编码方案的迭代译码性能. 迭代译码可以显著提升译码性能,为我们后续的编码优化提供了重要参考. 在图8的仿真结果比较中,最大迭代次数 $T_{max}$ 分别设置为1、2、4次. 采用大块长Polar码 $(128, 8)_N$ 的空域映射时空乘积码(方案3-2)的总体性能优于时域编码较短 $(64, 16)_N$ 的方案3-1,在 $BLER=10^{-3}$ 、 $T_{max}=4$ 时约有1.1 dB的增益. 由图8可以看出,两种方案的BLER性能随着迭代次数的增长不断提升,其中 $T_{max}$ 从1增长到2时的性能增益最为明显. 在 $BLER=10^{-3}$ 时,空域映射时空乘积码的方案

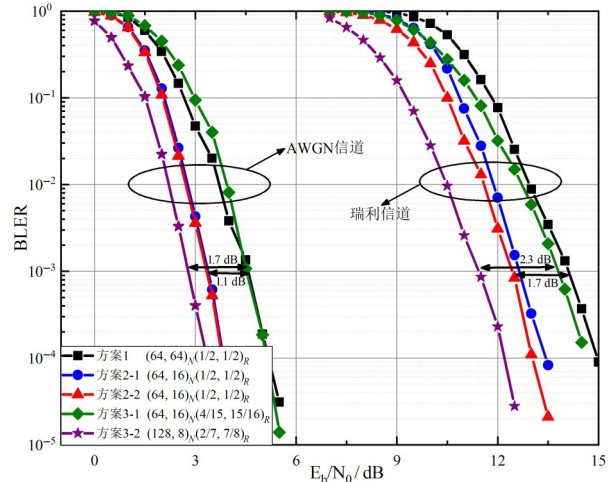


图7 信息比特为256,总码长为1 024下不同编码方式在非迭代情景下不同信道中的译码性能

3-1和方案3-2,随着迭代次数从 $T_{max}=1$ 增加到 $T_{max}=4$ ,两种方案都获得了大约1.6 dB以上的性能增益.

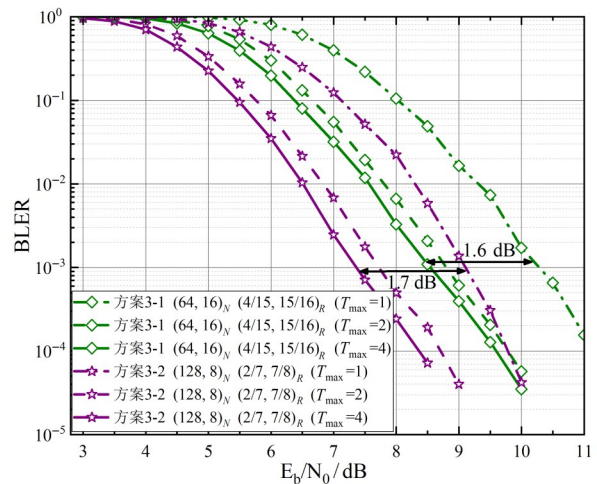


图8 信息比特为256,总码长为1 024下不同编码方式在迭代情景下的译码性能

### 5.4 改变调制阶数的译码性能

将5.3节中非迭代条件下的调制阶数由16QAM改变为QPSK(Quadrature Phase Shift Keying),比较了时空乘积码和时空二维串行编码的译码性能. 由图9的结果可以看出,在QPSK调制下,时空乘积码同样在不同的码率码长和编码方案配置下,都有明显的性能增益. 基于Polar-SPC的空域映射时空乘积码(方案3-1)由于未采用大块长Polar分量码,其性能与时空二维串行编码(方案1)接近. 基于Polar-TPC编码 $(1/2, 1/2)_R$ ,分别采用时域和空域映射的时空乘积码(方案2-1和方案2-2)性能几乎接近. 在 $BLER=10^{-3}$ 时,基于Polar-SPC编译码,采用大块长分量码的空域映射时空乘积码(方案3-2)

相比时空二维串行编码(方案1)能获得将近1.9 dB的性能增益. 由于编码过程中交织得更充分,在BLER= $10^{-3}$ 时,基于Polar-TPC的空域映射时空乘积码相比时空二维串行编码(方案1)有1.4 dB的性能优势. 这一结果证明了我们的编译码方案在不同调制条件下的适应性和优越性.

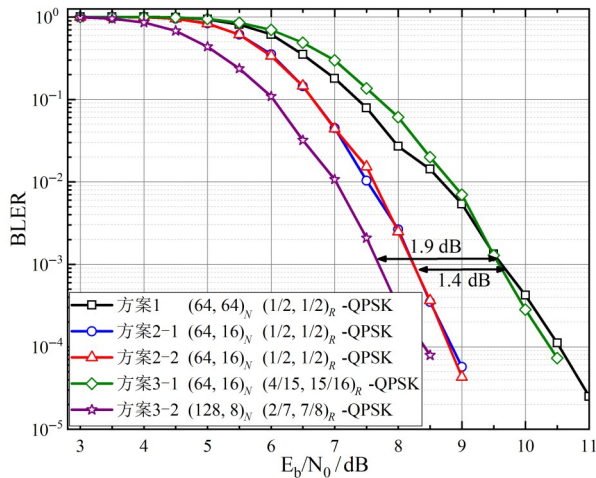


图9 QPSK调制下,信息比特为256,总码长为1 024下不同编码方式在非迭代情景下的译码性能

## 5.5 时延分析

本节将从传输时延和译码时延两个角度对提出的

多种时空乘积码编译码方案进行时延分析. 从传输时延的角度来看,主要取决于 $\delta$ 的设定以及调制阶数,在调制阶数相同的条件下,传输时延与 $\delta$ 成正比. 从译码时延的角度来看,由于时空二维串行编码方案在两次编码间进行了映射,译码过程也需要顺序进行. 考虑在非迭代情况下的时空二维串行编码(方案1),每个维度的码字可以并行译码,因此译码时延可记为 $\gamma \times (N^t + N^s)$ ,其中 $\gamma$ 为常数,取决于采用的物理层译码算法. 对时域/空域映射的时空乘积码(方案2-1和方案2-2),非迭代情况下的译码时延和方案1相同. 上述三种采用Polar-TPC的编译码方案,迭代情况下的译码时延记为 $T_{\text{avg}} \times \gamma \times (N^t + N^s)$ ,其中 $T_{\text{avg}}$ 表示平均迭代次数. 对Polar-SPC空域映射的时空乘积码(方案3-1和方案3-2),由于空间维度采用SPC码,其译码算法相比于Polar码译码可忽略,所以非迭代情况下的译码时延记为 $\gamma \times N^t$ ,迭代情况下的译码时延记为 $T_{\text{avg}} \times \gamma \times N^t$ .

表2对不同编译码方式的译码时延进行了详细比较. 结合图7和图8可以看出,在保持传输时延一致的情况下,对比时空二维串行编码方案,基于Polar-SPC编码,采用大块长Polar分量码的空域映射时空乘积码编码用较小的译码时延为代价换取了译码能力的提升. 这一比较结果清晰地展示了本文所提出时空乘积码可以灵活采用多种码率码长配置,取得在译码时延和性能之间的权衡与优势.

表2 不同编译码方式译码时延比较(信息比特长度为256,总码长为1 024)

参数	方案1	方案2-1	方案3-1	方案3-2
		方案2-2		
$\delta$	16	16	16	16
非迭代译码时延	$(64+64)\gamma$	$(64+16)\gamma$	$64\gamma$	$128\gamma$
迭代译码时延	$(64+16)T_{\text{avg}}\gamma$	$(64+16)T_{\text{avg}}\gamma$	$64T_{\text{avg}}\gamma$	$128T_{\text{avg}}\gamma$

## 6 结论

本文提出一种面向超大规模MIMO传输的时空乘积码方案,该方案融合了超大规模多天线编码技术,成功构建适用于的多天线传输系统Polar-SPC时空乘积码. 通过充分利用多天线的空间维度,显著提高了编码的可靠性和传输效率. 论文探究了不同编译码方式、码长码率及调制方式对译码性能的影响,并对不同编译码方案的传输与译码时延进行了详细分析. 仿真结果表明,相比于时空二维串行编码方案,新提出的编译码方案在BLER= $1 \times 10^{-3}$ 的条件下,能实现0.4~2.3 dB的性能增益. 此外,我们的译码方案在迭代译码方面展现出更高的适应性,同时在时延方面也有不同程度的提升.

## 参考文献

- [1] WANG C X, HUANG J, WANG H M, et al. 6G wireless channel measurements and models: Trends and challenges[J]. IEEE Vehicular Technology Magazine, 2020, 15(4): 22-32.
- [2] GALLAGER R. Low-density parity-check codes[J]. IRE Transactions on Information Theory, 1962, 8(1): 21-28.
- [3] 3GPP. Multiplexing and Channel Coding: 3GPP TS 38.212[S]. Shanghai: 3GPP, 2018.
- [4] 3GPP. Study on Enhancement of Ultra-Reliable Low-Latency Communication (URLLC) Support in the 5G Core Network: 3GPP TR 23.725[S]. Reno: 3GPP, 2019.
- [5] ELIAS P. Error-free coding[J]. Transactions of the IRE Professional Group on Information Theory, 1954, 4(4): 29-37.

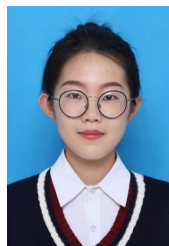
- [6] PYNDIAH R M. Near-optimum decoding of product codes: Block turbo codes[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1998, 46(8): 1003-1010.
- [7] KOIKE-AKINO T, CAO C Z, WANG Y. Turbo product codes with irregular polar coding for high-throughput parallel decoding in wireless OFDM transmission[C]//2018 IEEE International Conference on Communications. Piscataway: IEEE, 2018: 1-7.
- [8] MEHMOOD T, YANKOV M P, IQBAL S, et al. Flexible multilevel coding with concatenated polar-staircase codes for M-QAM[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2021, 69(2): 728-739.
- [9] ZHU M Y, JIANG M, ZHAO C M, et al. A low-complexity RS-SPC product coding scheme for optical systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2023, 71(2): 658-673.
- [10] XU Y, JIANG M, HU L J, et al. Novel construction and decoding of polar product codes with SPC codes[C]//2023 9th International Conference on Computer and Communications. Piscataway: IEEE, 2024: 772-776.
- [11] LIU Y M, JIANG M, XU Y, et al. Optimization of iterative decoding for polar product codes[C]//2024 IEEE VTS Asia Pacific Wireless Communications Symposium. Piscataway: IEEE, 2024: 1-5.
- [12] 王昕. 384个天线阵子!华为第三代Massive MIMO持续领跑[OL]. (2022-02-24)[2024-12-30]. [https://www.sohu.com/a/525177315\\_110683](https://www.sohu.com/a/525177315_110683).  
WANG X. 384 antenna elements! Huawei's third generation massive MIMO continues to lead the way[OL]. (2022-02-24) [2024-12-30]. [https://www.sohu.com/a/525177315\\_110683](https://www.sohu.com/a/525177315_110683). (in Chinese)
- [13] IMT-2030 (6G) 推进组. 6G典型场景和关键能力白皮书 [OL]. (2024-03-01)[2024-12-30]. <https://www.imt-2030.org.cn/html/default/zhongwen/chengguofabu/baipishu/index.html index=2>.  
IMT-2030 (6G) Promotion Group. 6G typical scenarios and key capabilities, White Paper[OL]. (2024-03-01)[2024-12-30]. <https://www.imt2030.org.cn/html/default/zhongwen/chengguofabu/baipishu/index.html index=2>. (in Chinese)
- [14] LIU G Y, HUANG Y H, LI N, et al. Vision, requirements and network architecture of 6G mobile network beyond 2030[J]. *China Communications*, 2020, 17(9): 92-104.
- [15] YOU X H. 6G extreme connectivity via exploring spatio-temporal exchangeability[J]. *Science China Information Sciences*, 2023, 66(3): 130306.
- [16] YOU X H, ZHANG C, SHENG B, et al. Spatiotemporal 2-D channel coding for very low latency reliable MIMO transmission[C]//2022 IEEE Globecom Workshops. Piscataway: IEEE, 2023: 473-479.
- [17] ZHANG Z Y, YOU X H, WANG D M, et al. A 40  $\mu$ s latency cell-free mmWave reliable transmission experimental system via spatiotemporal 2-D coding[J]. *Science China Information Sciences*, 2025, 68(8): 189301.
- [18] ALAMOUTI S M. A simple transmit diversity technique for wireless communications[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2006, 16(8): 1451-1458.
- [19] TAROKH V, SESHADRI N, CALDERBANK A R. Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1998, 44(2): 744-765.
- [20] 苏华鸿. MIMO天线3种技术及应用场景分析[J]. *邮电设计技术*, 2011(6): 1-5.  
SU H H. Three technologies adopted by MIMO and the application scenario analysis[J]. *Designing Techniques of Posts and Telecommunications*, 2011(6): 1-5. (in Chinese)
- [21] ARIKAN E. Channel polarization: A method for constructing capacity-achieving codes for symmetric binary-input memoryless channels[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2009, 55(7): 3051-3073.
- [22] NIU K, CHEN K. CRC-aided decoding of polar codes[J]. *IEEE Communications Letters*, 2012, 16(10): 1668-1671.
- [23] ARIKAN E. From sequential decoding to channel polarization and back again[EB/OL]. (2019-09-09)[2024-12-30]. <https://arXiv.org/abs/1908.09594>.
- [24] YAO H W, FAZELI A, VARDY A. List decoding of Arkan's PAC codes[J]. *Entropy*, 2021, 23(7): 841.

## 作者简介



姜 明 男,1976年5月出生于江苏省南京市.2007年1月毕业于东南大学,获通信与信息系统专业博士学位.现为东南大学移动通信国家重点实验室副研究员.主要研究方向为通信系统中的纠错码编解码技术.

E-mail: jiang\_ming@seu.edu.cn



刘祎萌 女,1999年出生于辽宁省盘锦市.现为东南大学博士研究生.主要研究方向为极化码的编解码技术.

E-mail: yimengliu@seu.edu.cn



徐悦 女, 1999 年出生于安徽省宣城市. 2024 年获东南大学通信工程硕士学位. 主要研究方向为 Polar 码编解码技术.

E-mail: xyue9901@163.com



孔令军 男, 1982 年 6 月出生于黑龙江省鸡西市. 2011 年毕业于北京交通大学信息所, 现为金陵科技学院教授, 硕士生导师, 智能信号处理方向带头人. 主要研究方向为前沿差错控制编译码理论与技术.

E-mail: kong@jit.edu.cn



魏岳军 男, 1977 年出生于湖南省长沙市. 2013 年获得上海交通大学通信与信息系统专业博士学位. 现就职于上海第二工业大学计算机与信息工程学院. 主要研究方向为新型调制编码、无线通信、智能信号处理. 中国电子学会会员编号: E190198011M.

E-mail: yjwei@sspu.edu.cn