

基于基模图的码率兼容广义稀疏随机码 及空天通信应用

章磊¹, 陈钊², 殷柳国^{2*}

(1. 清华大学电子工程系, 北京 100084; 2. 清华大学北京信息科学与技术国家研究中心, 北京 100084)

摘要: 空天通信信道时变性强且包含复杂干扰, 而经典信道编码以高斯信道为假设设计, 其直接应用将带来通信资源效率低、灵活性差、传输可靠性难以保障等问题. 本文针对这一问题提出了一种基于基模图的广义稀疏随机编码构造及实现方法, 通过在基于基模图随机编码架构上引入高维代数约束, 提升了在极低码率下的编码纠错性能; 进一步通过动态调整高维约束阶次和维数实现码率兼容, 支持对信道非高斯特征以及传输业务需求的适配. 测试结果表明, 该编码可实现码率范围 1/40~1 可变、信息位长度 104~20 000 bit 可变、速率 25 Kbps~10 Gbps 可变的编译码, 可在 SNR=-37.1 dB (对应 $E_b/N_0 = -0.79$ dB) 的低信噪比下实现误帧率优于 1.0×10^{-4} 的高可靠通信.

关键词: 空天通信; 广义稀疏随机码; 非高斯信道; 编码构造; 码率兼容

基金项目: 国家自然科学基金 (No.62025110, No.62101308)

中图分类号: TN911.22; TN919.4

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2024)04-1132-12

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

DOI: 10.12263/DZXB.20230972

Protograph-Based Rate-Compatible Generalized Sparse Random Codes and Its Applications in Space Communications

ZHANG Lei¹, CHEN Zhao², YIN Liu-guo^{2*}

(1. Department of Electronic Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China;

2. Beijing National Research Center for Information Science and Technology, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: Space communication is facing with harsh and dynamically changing electromagnetic environments. As the classical coding algorithm is designed based on the assumption of Gaussian channels, its direct application in space communication will result in low communication resource efficiency, poor flexibility, and transmission reliability deficiencies. This paper proposes a protograph-based generalized sparse random coding construction and implementation method for non-Gaussian channels in space communication. By introducing high-dimensional algebraic constraints on the protograph-based random coding architecture, the decoding performance at extremely low code rates is improved. This paper also proposes a multi-rate compatible coding structure for non-Gaussian channels and different application scenarios by dynamically adjusting the order and dimension of high-dimensional constraints. Finally, test results show that the proposed codes can achieve a large coding rate ranging from 1/40 to approximately 1, a variable information length ranging from 104 bits to 20000 bits, and a variable throughput ranging from 25 Kbps to 10 Gbps, which can achieve a frame error rate of 1.0×10^{-4} at a low SNR of -37.1 dB (corresponding to $E_b/N_0 = -0.79$ dB).

Key words: space communication; generalized sparse random codes; non-Gaussian channel; code construction; rate-compatible

Foundation Item(s): National Natural Science Foundation of China (No.62025110, No.62101308)

1 引言

空间信息网络是以空天地信息平台为载体, 对空间信息进行实时获取、传输和处理的网络系统^[1]. 空间

信息网络因其不受地理条件限制、通信覆盖面广、建链快速等独特的优势, 在对地观测、对海通信、应急救援通信和航天测控等领域发挥重要作用^[2]. 高可靠的空

空天通信链路是保证空间信息网络的稳定高效运行不可或缺的基础性技术^[3]. 相比于地面无线通信,空天通信具有诸多特殊属性^[4,5],使得实现高效、高可靠的空天通信面临巨大挑战,主要体现在以下几个方面:首先,空天通信单跳距离从数百公里到数亿公里不等,无线信号衰减大,接收信号微弱;其次,空天通信信道环境恶劣且复杂多变,其开放空口极易受到外部干扰甚至恶意阻塞;再次,空天平台往往需要同时支持测控、数传、通信、数据链等多种类型业务,传输速率范围、误码率要求和时延要求变化范围极大. 因此,如何针对这些信道特性,设计抗干扰能力强、适配复杂信道和多种业务需求的高性能空天通信系统,是通信技术研究领域面临的挑战性问题.

信道编码技术是综合解决空天通信上述多重挑战,保证其高效可靠传输的关键核心技术. 上世纪 50 年代, Elias 提出了卷积码^[6],并很快就被广泛应用于卫星通信和深空探测中. 随着级联码技术的发展,采用 RS(Reed-Solomon)码和卷积码的串行级联码被确定为国际标准,并应用于美国、欧洲及我国的多个卫星中. 1993 年, Berrou 等人提出的 Turbo 码^[7],利用迭代译码和信息传递译码的思想,在高斯信道下可以达到接近香农界的译码性能,从而很快成为当时卫星通信中应用最先进的信道编码技术. 紧接着在 90 年代中期,由 Gallager 在 60 年代首次提出的低密度奇偶校验(Low Density Parity Check, LDPC)码^[8]被 MacKay 和 Neal 重新发现^[9]. 基于新的置信传播迭代译码思路,LDPC 码获得了距离香农限仅仅 0.004 5 dB 的优秀性能^[10]. 相比于 Turbo 码,LDPC 码由于具有编译码复杂度低、并行译码延时小等一系列优点,成为空间数据系统咨询委员会(Consultative Committee for Space Data Systems, CCSDS)标准^[11]. 在此基础上,以 LDPC 码为代表的稀疏随机编码技术被广泛应用于各种空天通信场景,诸如卫星-舰船通信场景^[12]、卫星高速光通信^[13]和遥感卫星数据传输^[14]. 而在我国的空间通信中,LDPC 码也成功应用于“嫦娥二号”等月球/深空探测任务^[15]. 上述的信道编码方法均在中高码率条件下实现了码率的灵活调整和编码增益的提升,但是均沿用传统的编码理论模型,以高斯信道为基本假设、针对特定的业务场景进行设计,难以适用于呈现明显非高斯特征的空天通信中多业务复杂信道场景.

为了应对环境恶劣且复杂多变的空天通信场景,面向非高斯信道的多码率自适应编码技术是亟需解决的问题,尤其是保证极其恶劣的信道环境下高效可靠传输的极低码率编码技术. 传统的多码率兼容的 LDPC 码字设计方法,一方面可通过打孔设计良好的低速率原始编码来产生更高速率的 LDPC 码^[16],而另一方面可

使用更多的冗余编码为来拓展高速率的 LDPC 码字^[17]. 在此基础上,为了给空天通信提供灵活速率的可靠通信,一种多码率准循环 LDPC(Quasi Cyclic LDPC, QC-LDPC)构造的新方法在文献[18]中提出,其通过将打孔和拓展相结合,从而实现从高码率母码中生成较低码率的编码方案. 此外,在极低码率编码方案设计上,文献[19]用简单的基模图结构构建了低码率 LDPC 码,在块大小趋于无穷大时获得了出色的性能. 但是传统的编码方案例如 LDPC 在极低码率编码方案设计时,校验矩阵的优化空间过大,设计优化难度提高,难以设计极低码率的高性能码字. 为了进一步提高极低码率稀疏码的性能,广义 LDPC 码利用代数码约束在码字位之间施加高维连接,从而改善码距分布特性,在极低码率条件下取得优异性能,比如利用 Hamming 码的广义 LDPC 码^[20]和利用 Hadamard 码的广义 LDPC 码^[21]. 然而,由于其采用的代数码的扩展有限,这种广义 LDPC 的编码方案在分组长度和编码码率方面仍然缺乏灵活性.

为了应对空天通信环境中的非高斯信道和极低信噪比的恶劣情况以及多种应用场景和业务需求,提出了一种基于基模图的多码率广义稀疏随机码设计方法,利用基模图来设计稀疏随机码的结构性关联,同时选取不同种类的代数码,以及灵活地调整代数码的高维约束阶数和维度对稀疏随机码进行混合拓展,从而得到一种通用化的编码架构,其可以通过动态参数调整适配空天通信各种信道场景. 具体而言,本文的贡献点可总结如下:

(1) 提出了一种基于基模图的广义稀疏随机码架构,通过引入高维的代数码约束提升恶劣非高斯信道下的纠错能力,有效提升恶劣信道下的空天通信可靠性;

(2) 提出一种通用化的广义稀疏随机码动态编码方法,通过调整基模图和高维约束拓展的参数,适配复杂多变的空天通信环境和传输业务需求;

(3) 针对具体的空天通信场景给出了广义稀疏随机码设计及应用案例,测试结果验证了基于基模图的广义稀疏随机码在非高斯复杂空天通信环境下的性能优势.

2 空天通信场景下广义稀疏随机编码码字构造

2.1 空天通信信道建模

一般地,传统的信道建模为加性高斯白噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN)信道,其可以表示如下:

$$y(t) = x(t) + n(t) \quad (1)$$

其中, $x(t)$ 为发送的符号, $n(t)$ 为加性高斯白噪声, $y(t)$

为接收信号, $t \in \{1, 2, \dots\}$ 为符号序列的索引. 对于大部分的应用场景, 信道都可以使用 AWGN 信道来近似建模. 因此, 按照 AWGN 模型设计出来的信道编码在很多场景下取得了成功.

然而, 随着信道编码技术的广泛应用, 有必要对基于 AWGN 信道模型的信道编码设计进行通用化改进, 以适应更多的应用场景. 以极端恶劣空天通信电磁环境下的通信为例, 除了加性高斯噪声外, 还有许多其他干扰源和信道衰落因素需要考虑. 为此, 空天通信通道模型可以建模为

$$y(t) = G_s G_f G_r \sum_{i=0}^L h_i(t) x(t-i) + \sum_j z_j(t) \quad (2)$$

其中, $\sum_j z_j(t)$ 为不同类型的加性噪声的总和, 其中包括高斯白噪声 $z_0(t) = n(t)$ 和来自其他非合作通信方或者干扰方的非高斯干扰 $z_j(t)$, $1 \leq j \leq J$. 此外, 利用记忆信道来对信道衰落进行建模, 将 $h_i(t)$ 定义为第 i 个符号延迟的传输符号 $x(t-i)$ 的衰落因子, $0 \leq i \leq L$, 其中 L 为信道的记忆长度. 这里衰落因子 $G_s G_f G_r$ 为空天信道的大尺度衰落, 不同符号延迟信道均具有相同的大尺度衰落因子. 其中 G_s, G_r 为发送天线增益和接收天线增益, G_f 为自由空间路径损耗. 而衰落因子 $h_i(t)$ 为小尺度衰落, 可以用于量化由于阴影、衰落、删除等因素引起的信号衰减, 从而实现遍历、非遍历或者周期性信道衰落进行建模. 基于空天通信的信道模型, 可以针对多种空天应用场景进行信道编码的性能分析和码字设计.

2.2 基于基模图的码字结构

以 LDPC 码为代表的稀疏随机编码以接近香农限的优异性能^[22]和线性复杂度的编码和解码, 被广泛应用于各种通信系统中. 稀疏随机码通常可以用稀疏随机 Tanner 图来描述, 其包括 MacKay-Neal 码^[23]、LDPC 码^[9]、Repeat-Accumulate (RA) 码^[24]、Raptor 码^[25] 等变体. 与此同时, 该类码还可由一个稀疏随机的奇偶校验矩阵 $\mathbf{H}_{M \times N}$ 表示, 其中 K 是信息长度, N 是码字长度, $M = N - K$. 另一方面, 经典代数码是一种通过代数结构来保证码字最小汉明距离的分组码, 包括 Hamming 码、BCH (Bose-Chaudhuri-Hocquenghem) 码和 RS 码等. 以 BCH 码为例, BCH 码的最小码距由其生成多项式决定, 因此可根据纠检错能力的要求, 通过对码字多项式进行分析选择来完成设计. 广义稀疏随机编码技术^[26]结合稀疏随机码的稀疏特性和代数码的高维约束, 将稀疏随机码原有的单奇偶校验 (Single Parity Check, SPC) 码约束拓展为代数码约束, 从而在保证码字的最小码距特性的同时保留稀疏随机码的低复杂度译码特性. 本文中, 将广义稀疏随机码中的原始稀疏随机码和采用的

代数码称为母码和成分码. 值得注意的是, 当母码选择为 LDPC, 代数码选择为 SPC 码, 广义稀疏随机码即为传统的 LDPC 码.

在本节中, 利用“结构化关联+高维约束”的设计思想, 提出了一种基于基模图的广义稀疏随机码. 借助于经典的 QC-LDPC 的设计理念, 通过基模图来表征母码的结构特性, 利用成分码来引入高维约束. 具体而言, 首先基于小尺度的基模图对广义稀疏随机码的结构特性进行设计, 即设计基模图中的连接关系. 在设计得到基模图后, 通过灵活选择成分码的类别和拓展比例对基模图进行拓展得到广义基模图. 最后, 利用循环移位矩阵对广义基模图进行拓展, 从而得到广义稀疏随机码, 其具体的构造方式后文详细表述. 不同于传统的基于度分布的广义稀疏随机码设计^[26], 基于基模图拓展的广义稀疏随机码在结构上保留了基模图的特性, 保证了基于基模图的性能优化算法可以对码字的结构特性进行充分的优化. 与此同时, 在基于基模图的广义稀疏随机码的设计中, 只需要对小尺寸的基模图进行优化设计, 可以有效地降低码字优化设计的复杂度.

基于基模图的广义稀疏随机码的结构化关联和高维约束可以通过其基模图 $\mathbf{B}_{P \times Q}$ 的 Tanner 图及其拓展进行表示, 如图 1 所示. 图中以一个简单的基模图 $\mathbf{B}_{3 \times 4}$ 为例, 展示了基于该基模图的广义稀疏随机码的结构, 其中 $\mathbf{B}_{3 \times 4}$ 矩阵如下:

$$\mathbf{B}_{3 \times 4} = \begin{bmatrix} 2 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

这里值得注意, 在基模图中, 允许变量节点 (Variable Node, VN) 和校验节点 (Check Node, CN) 之间存在重边, 即基模图的校验矩阵中的存在大于 1 的自然数. 在 Tanner 图中, VN 代表 $\mathbf{B}_{P \times Q}$ 的列, CN 代表 $\mathbf{B}_{P \times Q}$ 的行, VN 和 CN 之间稀疏连接的边对应 $\mathbf{B}_{P \times Q}$ 中的非零元素. 此外, VN 代表着在信道中传输的比特, CN 则代表着传输比特间的校验关系. 在经典的稀疏随机码中, CN 一般为 SPC, 故也称其为单奇偶校验节点 (Single Parity Check Node, SPCN). 以 LDPC 作为稀疏随机码的代表, 可以将基模图中的 VN 称为 LDPC VN.

采用代数码对基模图中的 SPCN 进行高维约束拓展得到成分码校验节点, 如图 1 所示. 为了更方便地表示代数码拓展过程, 以 BCH 码拓展作为举例, 则可以将 BCH 码 CN 称为 BCH 校验节点 (BCH Check Node, BCN). 对于具有 d_m 度的 SPCN m , 即该节点具有 d_m 个相连的 LDPC VN, 将其替换为 $(n_m, d_m - 1)$ 的 BCN. 对于 $(n_m, d_m - 1)$ 的 BCN, 其连接着之前 SPCN m 连接的 d_m 个 LDPC VN, 同时其还连接着 $(n_m - d_m)$ 个 BCH VN. 其中

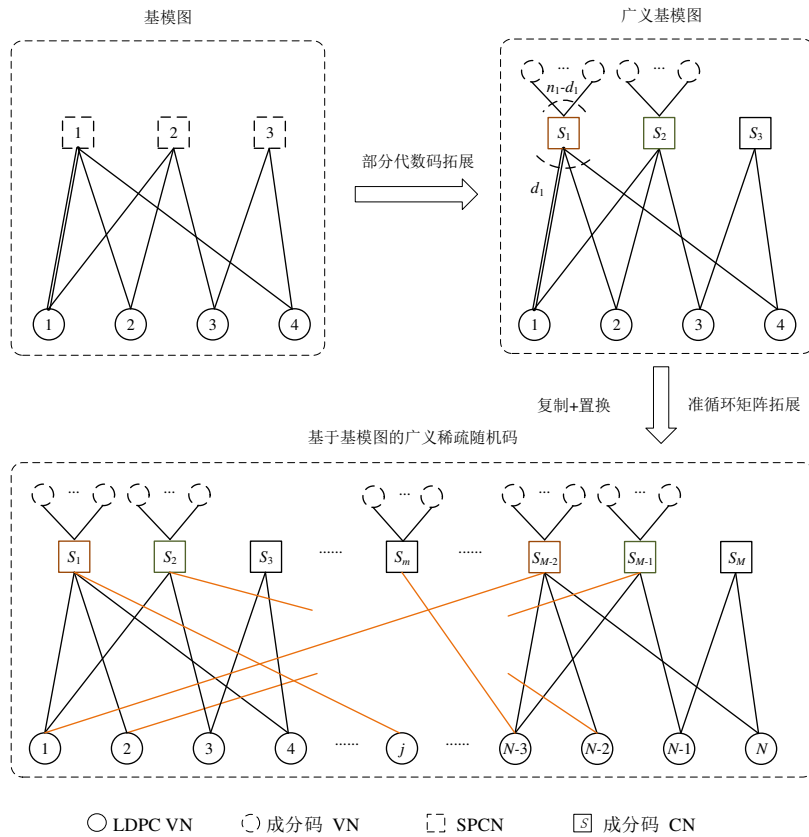


图1 基于基模图的广义稀疏随机码的Tanner

在进行成分码拓展时,可以选择多种代数码作为成分码或者不进行成分码拓展,从而实现对基模图的灵活拓展. 例如图1中节点 S_1 和节点 S_2 表示采用不同的代数码进行拓展的节点,而节点 S_3 不进行代数码拓展. 综上,将基模图 $\mathbf{B}_{P \times Q}$ 的Tanner图中 P 个SPNC中的部分或者全部替换为成分码校验节点,即可以得到广义基模图. 后续部分将详细地描述基模图的灵活成分码拓展方式.

由广义基模图出发,采用“复制+置换”的拓展方式,可以得到广义稀疏随机码的Tanner图. 具体而言,首先将广义基模图复制 L 份,然后对这些复制的广义基模图中的边进行置换,图1中黄色的边即为置换后的边. 拓展后的广义稀疏随机码是由 L 个广义基模图组成,且通过边的置换使他们相互关联起来,因此拓展后的广义稀疏随机码仍然保留基模图的结构化特性. 上述的“复制+置换”的方式同样可以用矩阵操作进行表示,即利用准循环矩阵拓展基模图 $\mathbf{B}_{P \times Q}$. 具体而言,将矩阵 $\mathbf{B}_{P \times Q}$ 中1使用向右循环移位 l_i 的大小为 $L \times L$ 的单位阵进行替换,0的位置采用大小为 $L \times L$ 的全零矩阵进行替换, $\mathbf{B}_{P \times Q}$ 中 $d \in \{2, 3, \dots\}$ 的位置可以采用 d 个分别向右循环移位 (l_1, l_2, \dots, l_d) 的 $L \times L$ 的单位阵的矩阵和进行

替换,其中 l 为循环移位因子. 注意这里的循环移位因子 l 即代表着上述的边置换方式,而采用循环移位矩阵进行矩阵拓展可以降低优化的复杂度. 一般情况下,对具有重边的广义基模图的矩阵拓展采用多次矩阵拓展,其中第一次提升消除广义基模图的重边,后续提升通过优化算法尽可能降低广义基模图中最小环的大小,避免短环导致译码中置信传播出现正反馈从而译码失败.

2.3 基于基模图的多码率适变

由上述的基于基模图的广义稀疏随机码的结构分析,可以看到广义稀疏随机编码方案的码率同基模图形状和基模图选择的成分码种类和维度有关. 故可以通过合理的选择基模图的形状和成分码来实现基于基模图的广义稀疏随机码的多码率适变. 此外,信息位长度 $K=L \times (Q-P)$ 同基模图形状和矩阵拓展大小有关,其也可以灵活改变.

为了在不同的应用场景和信道环境中灵活调整码率,提出的基于基模图的广义稀疏随机码的多码率适变方法如下:

(1) 调整基模图 $\mathbf{B}_{P \times Q}$ 形状参数 P, Q 及列度 $\mathbf{d}_c = (d_1, d_2, \dots, d_p)$: 通过调整基模图形状参数 P, Q 及列度可

以有效地控制编码方案的信息位长度和校验节点个数,从而实现不同码率的编码方案设计.

(2)成分码的拓展方式:选择SPC码(不拓展),BCH码等不同的代数码可以通过控制高维校验节点增加的额外的校验比特位来调整码率.

其中,利用方法(2),可以在单个基模图 $\mathbf{B}_{P \times Q}$ 的基础上通过对成分码的优化设计得到不同码率的编码方案族.利用该码字族,不同码率的编码方案之间的切换仅需要变动成分码的选择,他们可以共用相同的母码编译码器,从而实现多速率编码方案的灵活切换.同时结合上述的两种方法,基于基模图的广义稀疏随机码构造算法可以实现大范围码长码率适变.为了给出上述的多码率适变方法对编码方案码率的影响,以下给出基于基模图和成分码的参数计算广义稀疏随机编码方案码率的方法.

在广义基模图中,无论是LDPC VN还是成分码VN都是变量节点,故其拥有更多的传输比特.利用 (d_1, d_2, \dots, d_p) 表示基模图中的所有SPCN的度,广义基模图的码长可以表示为 $N_B = Q + \sum_{p=1}^P (n_p - d_p)$,其中 n_p 为第 p 个成分码CN拓展采用的代数码的码长.因此,可以得到广义基模图的码率表示如下:

$$R_B = \frac{Q-P}{N_B} = \frac{Q-P}{Q + \sum_{p=1}^P (n_p - d_p)} \quad (4)$$

考虑到广义稀疏随机码是通过广义基模图进行 L 次复制和边置换得到的,故可以得到广义稀疏随机码的码长 $N_G = L \times N_B$ 和信息位长度 $K = L \times (Q - P)$.基于基模图的广义稀疏随机码的码率同广义基模图相同,即

$$R_{GS} = R_B = \frac{Q-P}{Q + \sum_{p=1}^P (n_p - d_p)} \quad (5)$$

值得注意的是,上述对基模图的成分码拓展可以采用不同的成分码,比如Hamming码和Hadamard码,同时可以允许仅对部分SPCN进行拓展.例如,如果基模图的第 m 个SPCN不采用成分码拓展,认为其被一个 $n_m = d_m$ 的 $(n_m, d_m - 1)$ 的广义代数码拓展,该广义的成分码CN仍然只与 d_m 个LDPC VN相连而不与任何成分码VN相连.因此,对于所有的校验节点 $m \in \{1, \dots, M\}$,根据其是否进行代数码拓展,有 $n_m = n(d_m)$ 或者 $n_m = d_m$,其中, $n(d_m)$ 为信息位长度为 $d_m - 1$ 的代数码的码长.故为了表示广义稀疏随机码中基模图中的所有 P 个节点的拓展模式,拓展向量可以表示如下:

$$\mathbf{r} = (r_1, r_2, \dots, r_p) \quad (6)$$

其中 r_i 为基模图中第 i 个SPCN的扩展方法,有 $r_i \in \{0, 1, 2, \dots\}$. r_i 的值表示不同的代数码拓展方式,例如可以用0代表SPC码,1代表BCH码,2代表Hamming码等.结合拓展向量 \mathbf{r} ,上述的基于基模图的广义稀疏随机码的码率可以表示如下:

$$R_{GS} = \frac{Q-P}{Q + \sum_{p=1}^P (n(d_p, r_p) - d_p)} \quad (7)$$

其中, $n(d_p, r_p)$ 表示度为 d_p 的SPCN采用 r_p 对应的成分码的码长.

故利用对基模图的设计和灵活选择成分码,可以在不同的码长和码率的要求下,设计优化出高性能的广义稀疏随机码.因此,广义稀疏随机码具备更好的适应复杂的非高斯通信信道的能力.下一节将通过广义基模图的性能分析,给出相应的码字优化设计方法.

3 空天通信信道适配的码字优化设计

在本节中,对所提出的基于基模图的广义稀疏编码方案进行性能分析和码字设计.具体而言,针对不同的空天通信信道,利用信道信息和置信传播的方法,对非高斯信道下的广义稀疏随机码的码字性能进行分析.然后,利用性能分析方法,给出可以适用于多种码率的基于基模图的广义稀疏随机码的一种通用的设计方法.

3.1 基于基模图的广义稀疏随机码性能分析

与LDPC码类似,广义稀疏随机码的解码在LDPC VN和成分码CN之间迭代交换外信息.这种广义稀疏随机码的迭代译码方式会产生阈值效应.也就是说,只有信道参数,如信噪比(Signal to Noise Ratio, SNR)大于阈值时,才能成功完成信道解码,纠正传输错误.在这种情况下,可以保证迭代译码收敛所需的最小信噪比被称为译码门限.对于LDPC,密度演化^[27]和外在互信息传递(Extrinsic mutual Information Transfer, EXIT)图^[28]是阈值分析的主要方法,也是设计码字的性能分析的主要方法.对于广义稀疏随机码,由于其采用的成分码比原来的SPC码的约束关系更复杂,故其性能分析起来也比较复杂,因此密度演化很难采用.我们将采用EXIT图方法,因为它可以方便地简洁地跟踪迭代解码过程的收敛行为,并分析某个广义稀疏随机码的阈值.

以下考虑一个针对具体的广义稀疏随机编码方案的性能分析方法,根据第2节的码字结构介绍,了解到基于基模图的广义稀疏随机码可以由基模图 $\mathbf{B}_{P \times Q}$ 和拓展因子 \mathbf{r} 拓展得到,故不妨使用基模图和成分码拓展因

子来表示一类广义稀疏随机码($\mathbf{B}_{P \times Q}, \mathbf{r}$)。对于基于基模图的广义稀疏随机码($\mathbf{B}_{P \times Q}, \mathbf{r}$)，可以利用基模图表征的连接关系来对码字性能进行分析。具体而言，针对基模图 $\mathbf{B}_{P \times Q}$ ，假设其中第*i*行第*j*列的元素可以使用 $b_{i,j}$ 进行表示，即

$$\mathbf{B}_{P \times Q} = \begin{bmatrix} b_{1,1} & \cdots & b_{1,Q} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ b_{P,1} & \cdots & b_{P,Q} \end{bmatrix} \quad (8)$$

基于基模图的广义稀疏随机码 EXIT 图包括 LDPC VN 的外信息曲线和成分码 CN 的外信息曲线，使用 $\Gamma_V(\mathbf{I}_{A,V}, \mathbf{I}_{ch}, \mathbf{B}_{P \times Q})$ 和 $\Gamma_C(\mathbf{I}_{A,C}, \mathbf{I}_{ch}, \mathbf{r}, \tilde{\mathbf{e}}, \mathbf{B}_{P \times Q})$ 进行表示。同样的，使用 $\Gamma_V(\cdot)$ 和 $\Gamma_C(\cdot)$ 来表示 LDPC VN 和成分码 CN 的对应的 EXIT 函数， $\mathbf{I}_{A,V}$ 和 $\mathbf{I}_{A,C}$ 来表示 LDPC VN 和

$$\mathbf{I}_{E,V}[i,j] = J \left(\sqrt{\sum_{i' \neq i} b_{i',j} \left(J^{-1}(\mathbf{I}_{A,V}[i',j]) \right)^2} + (b_{i,j} - 1) \left(J^{-1}(\mathbf{I}_{A,V}[i,j]) \right)^2 + \mathbf{I}_{ch}[j]} \right) \quad (10)$$

其中，函数 $J(\cdot)$ 和 $J^{-1}(\cdot)$ 可以由文献 [30, 31] 获得， $\mathbf{I}_{ch}[j]$ 为信道的输入外信息。对于经典的高斯信道，即对于所有的 j 均有 $\mathbf{I}_{ch}[j] = \sigma_{L_{ch}}^2$ ， $\sigma_{L_{ch}}^2$ 为可以近似通过 $8R_G \times E_b/N_0$ 计算得到。对于非高斯信道场景下，可以通过蒙特卡洛仿真来得到信道的外信息 \mathbf{I}_{ch} 。

将 SPCN 替换为成分码 CN，广义稀疏随机码的成

$$\mathbf{I}_{E,C}[i,j] = 1 - J \left(\sqrt{\sum_{j' \neq j} b_{i,j'} \left(J^{-1}(1 - \mathbf{I}_{A,C}[i,j']) \right)^2} + (b_{i,j} - 1) \left(J^{-1}(1 - \mathbf{I}_{A,C}[i,j]) \right)^2} \right) \quad (12)$$

当该节点进行成分码拓展时，其更新方式可以通

$$\mathbf{I}_{E,C}[i,j] = \frac{1}{2} \sum_{x \in \{0,1\}} \int_{-\infty}^{\infty} f_{\text{ext}}(\chi | X_j = x, \mathbf{I}_{in}) \log_2 \frac{2f_{\text{ext}}(\chi | X_j = x, \mathbf{I}_{in})}{f_{\text{ext}}(\chi | X_j = 0, \mathbf{I}_{in}) + f_{\text{ext}}(\chi | X_j = 1, \mathbf{I}_{in})} d\chi \quad (13)$$

其中， \mathbf{I}_{in} 为利用 $(n_i, d_i - 1)$ 代数码拓展的该成分码节点所有相关联的变量节点的外信息值，其包含的 d_i 个 LDPC VN 的值即为对应位置的 $\mathbf{I}_{A,C}$ ，而另外的 $n_i - d_i$ 的成分码 VN 的值为来自信道的外信息 \mathbf{I}_{ch} ， $f_{\text{ext}}(\chi | X_j = x, \mathbf{I}_{in})$ 为当该成分码的第 j 位为 x 时其最大似然译码输出外信息分布，其可以通过利用代数码的最大似然译码进行蒙特卡洛仿真得到。得到分布 $f_{\text{ext}}(\chi | X_j = x, \mathbf{I}_{in})$ 的蒙特卡洛仿真方式可以简单表示为：在使译码器输入的对数似然比 (Log Likelihood Ratio, LLR) 信息幅度满足均值为 $J^{-1}(\mathbf{I}_{in})/2$ 和方差为 $J^{-1}(\mathbf{I}_{in})$ 的分布，统计译码器在第 j 位输入符号为 x 时的输出外信息的分布。

根据上述表述，可得到利用多维 EXIT 算法计算非高斯信道下的基于基模图的特定广义稀疏码($\mathbf{B}_{P \times Q}, \mathbf{r}$) 的性能分析方法的具体流程如下：

(1) 初始化：初始化 $\mathbf{I}_{A,V}$ 矩阵为全零矩阵。

成分码 CN 的输入外在互信息。注意，针对给定的基模图 $\mathbf{B}_{P \times Q}$ ， $\mathbf{I}_{A,V}$ 和 $\mathbf{I}_{A,C}$ 的形状同基模图相同，其表征基模图中所有节点的输入外信息。 \mathbf{I}_{ch} 是信道的外信息，其可以由信道特性得到， $\tilde{\mathbf{e}}$ 是代表成分码的参数信息。在非高斯信道下的 EXIT 函数推导中，VN 和 CN 之间传递的外信息建模为高斯随机变量，这种方法大幅度减低了性能分析的复杂度，同时已经被验证了可以较为准确地计算出不同非高斯信道的译码门限^[29]。对于基于基模图的广义稀疏随机码，其成分码的 VN 无需更新，而其 LDPC VN 的更新方式同传统的 LDPC 码类似，故其 EXIT 函数可以表示如下：

$$\mathbf{I}_{E,V} = \Gamma_V(\mathbf{I}_{A,V}, \mathbf{I}_{ch}, \mathbf{B}_{P \times Q}) \quad (9)$$

其中，对于 $\mathbf{H}_{M \times N}$ 中不为零的位置第 i 行第 j 列，即 $b_{i,j} \neq 0$ ，其输出的外信息 $\mathbf{I}_{E,V}[i,j]$ 结果如下：

成分码 CN 的 EXIT 函数可以表示为

$$\mathbf{I}_{E,C} = \Gamma_C(\mathbf{I}_{A,C}, \mathbf{I}_{ch}, \mathbf{r}, \tilde{\mathbf{e}}, \mathbf{B}_{P \times Q}) \quad (11)$$

其中，由于成分码 CN 的拓展方式由拓展因子 \mathbf{r} 决定，故对不同的拓展因子选择， $\mathbf{I}_{E,C}$ 的计算方式不同。当不进行成分码拓展时，可以采用 LDPC CN 的 EXIT 曲线，当 $b_{i,j} \neq 0$ ， $\mathbf{I}_{E,C}[i,j]$ 的计算如下：

过蒙特卡洛仿真得到，其计算的表达式如下：

(2) 计算信道信息：选定信道的 E_b/N_0 ，根据信道特性获得信道外信息 \mathbf{I}_{ch} 。其中对于某些特定信道，其可能存在理论解，对于不存在理论表达的信道可以使用蒙特卡洛方式得到。

(3) VN 到 CN 外信息计算：对于所有的 $1 \leq i \leq P$ ， $1 \leq j \leq Q$ ，利用式 (9) 计算 $\mathbf{I}_{E,V}$ 矩阵。

(4) CN 到 VN 外信息计算：对于所有的 $1 \leq i \leq P$ ， $1 \leq j \leq Q$ ，根据该成分码节点是否采用代数码拓展，分别利用式 (11) 和式 (12) 计算 $\mathbf{I}_{E,C}$ 矩阵。注意 $\mathbf{I}_{A,C}$ 矩阵即为上述的 $\mathbf{I}_{E,V}$ 。

(5) 累积互信息：对于所有的 $1 \leq j \leq Q$ ，计算：

$$I^j = J \left(\sqrt{\sum_{1 \leq i' \leq P} a_{i',j} \left(J^{-1}(\mathbf{I}_{A,V}[i',j]) \right)^2} + \mathbf{I}_{ch}[j]} \right) \quad (14)$$

(6) 停止规则：如果对于所有的 j ，如果 $I^j = 1$ (在一定精度范围等于 1) 或者达到最大的迭代次数则停止，否则令 $\mathbf{I}_{A,V} = \mathbf{I}_{E,C}$ 并跳转至步骤 (2)。

(7)如果最终对所有的 $j, l=1$ 无法满足,则表示在当前 E_b/N_0 下该码字 $(\mathbf{B}_{P \times Q}, \mathbf{r})$ 无法译码收敛,增大 E_b/N_0 进行测试,直至恰好使所有的 j 均满足 $l=1$,此时的 E_b/N_0 为码字 $(\mathbf{B}_{P \times Q}, \mathbf{r})$ 的译码门限 $\text{Th}(\mathbf{B}_{P \times Q}, \mathbf{r})$.

其中,当非高斯信道的信道外信息 \mathbf{I}_{ch} 无法通过理论方式获得时,也可以将步骤(2)和步骤(3)综合起来利用蒙特卡洛仿真直接得到非高斯信道下的VN到CN的外信息转移.

通过上述性能分析方法,可以得到基于基模图 $\mathbf{B}_{P \times Q}$ 的广义稀疏随机码 $(\mathbf{B}_{P \times Q}, \mathbf{r})$ 的译码门限为 $\text{Th}(\mathbf{B}_{P \times Q}, \mathbf{r})$.

3.2 基于多维EXIT图的码字优化设计方法

需要在给定的信息长度 K 和编码码率 R_t 下设计出译码门限最低的广义稀疏随机码.在利用多维EXIT图方法对特定的广义稀疏随机码的性能进行分析,可以将信道编码设计的任务转化为对译码门限的带约束的优化问题,如下:

$$(\mathbf{B}_{P \times Q}^{\text{opt}}, \mathbf{r}^{\text{opt}}) = \arg \min_{(\mathbf{B}_{P \times Q}, \mathbf{r}) \in \mathcal{D}_{\text{C.V.R}}} \text{Th}(\mathbf{B}_{P \times Q}, \mathbf{r}) \quad (15)$$

其中, $\mathcal{D}_{\text{C.V.R}}$ 为满足信息位长度和码率范围的可行区域,其有下列的约束公式划定:

$$\left\{ \begin{array}{l} L \times (Q - P) = K_{\text{info}}, \quad L \in \{1, 2, 3, \dots\} \\ \text{Rank}(\mathbf{B}_{P \times Q}) = P \\ R_L = \frac{Q - P}{Q} \in [R_{L,L}, R_{L,H}] \\ R_G = \frac{Q - P}{Q + \sum_{i=1}^p [(2^{d_i-2} - d_i - 1)]} \\ R_G \in [R_t \cdot (1 - E), R_t \cdot (1 + E)] \end{array} \right. \quad (16)$$

其中, K_{info} 为设计要求的信元长度, R_t 为基于基模图的广义稀疏码设计的目标码率, L 为基模图的提升因子,其为正整数, $[R_{L,L}, R_{L,H}]$ 为母码LDPC码的合理的码率范围, E 是设计的码率允许误差, R_G 为设计出的广义稀疏随机码的码率.

为了解决上述的优化问题,可以采用一些基于启发式的搜索方法,比如差分进化(Differential Evolution, DE)^[32]或者是甲虫群算法(Beetle Swarm Antennae Search, BSAS)^[33].当得到最优的码字参数 $(\mathbf{B}_{P \times Q}^{\text{opt}}, \mathbf{r}^{\text{opt}})$ 后,根据 $\mathbf{B}_{P \times Q}^{\text{opt}}$ 和拓展因子 \mathbf{r}^{opt} ,可以得到拓展后的广义基模图.最后利用改进的边缘增长(Progressive-Edge-Growth, PEG)算法^[34]或者模拟退火(Simulated Annealing, SA)算法^[35]来计算循环移位因子 \mathbf{I} ,从而对广义基模图进行准循环矩阵拓展得到优化设计的广义稀疏随机码,可以用 $(\mathbf{B}_{P \times Q}^{\text{opt}}, \mathbf{r}^{\text{opt}}, \mathbf{I}^{\text{opt}})$ 进行表示.

3.3 空天通信编码设计实现实例

基于上述编码优化设计方法,完成了1/40~19/20共25种码率的广义稀疏随机码组的融合设计.该码组在正交相移键控(Quadrature Phase Shift Keying, QPSK)调制下编码增益如图2所示.在码率区域(1/5~8/9)的编码性能与5G标准码组^[36,37]相当,但显著拓宽了码率覆盖范围,特别是增加的低码率编码具有接近香农编码理论极限的纠错能力,可有效提升稀疏随机编码适应复杂信道的能力.例如,1/40码率的编码可在接收信噪比门限为 $E_b/N_0 = -0.79$ dB时实现传输误帧率优于 1.0×10^{-4} 的可靠传输,对应约12.2 dB的编码增益.

4 空天通信应用案例

4.1 空天隐蔽通信

由于无线通信信道的广播特性,通信安全问题突

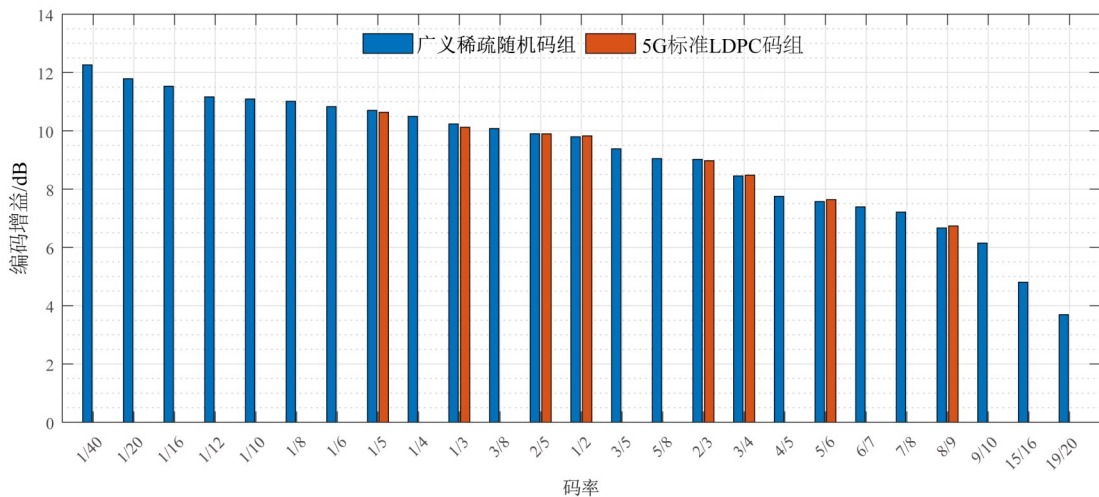


图2 在QPSK调制, 10^{-7} 误码率的门限下广义稀疏随机码组的编码增益

出. 隐蔽通信技术是一种用于使无线传输信号无法检测的技术,其通过约束发送方的发送能量来使信号隐藏在噪声中,从而保证窃听者检测出信号的概率足够小,进而保证信号的安全. 为了将无线信号很好的隐藏在噪声中,接收方的信噪比需要足够低,高增益的信道编码是其中的核心关键技术. 一般情况下为了实现高隐蔽性,要求传输 1 比特信号的需要能量不高于噪声能量,即 $E_b/N_0 \leq 0$.

在此处,为了得到足够高的编码增益,目标是设计一个码长 $K=9\ 600$,码率 $R=1/40$ 的极低码率编码. 在成分码的选择上,选择 BCH 码作为成分码. 考虑到极低的码率需求,对所有的校验节点都进行成分码拓展. 其码字设计的步骤如下:

(1) 基于基模图的性能优化设计: 根据式 (7) 和码率约束,首先得到基模图 $B_{P \times Q}$ 的可行域,可以用 (P, Q, d_v) 表示,其中 d_v 表示基模图的列重分布. 在基模图的可行域中,利用 EXIT 图对不同的基模图的门限进行分析. 通过优化设计,得到最优译码门限的基模图如下,其理论门限值为 $E_b/N_0 = -1.483$ dB.

$$B_{6 \times 10}^{\text{opt}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 3 & 2 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2 & 2 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 3 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 3 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 3 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 3 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (17)$$

(2) 基于模拟退火算法的矩阵拓展: 上述基模图的信息位 $K=4$,为了得到 $K=9\ 600$ 的广义稀疏随机码的校验矩阵,分别进行 $L=24$ 和 100 的矩阵拓展. 矩阵拓展的循环移位因子由模拟退火算法计算出来,最终得到的校验矩阵可以消除所有的 6 环. 具体而言,分别利用 24×24 和 100×100 的准循环矩阵对其进行拓展,可以得到母码校验矩阵为 $H_{14\ 400 \times 24\ 000}$ 的广义稀疏随机码,其码长 $K=9\ 600$ 、码率 $R=1/40$.

同样地,可以优化设计出 $K=20\ 000$ 、码率 $R \approx 1/20$ 的广义稀疏随机码. 将传统的低码率 LDPC 作为对比码字,优化设计广义稀疏随机码的性能如图 3 所示.

可以看到 $K=20\ 000$ 、码率 $R \approx 1/20$ 的广义稀疏随机码可以在 $\frac{E_b}{N_0} = -0.65$ dB 时达到 10^{-4} 的误帧率,同样有上述方法设计的 $K=9\ 600$ 、码率 $R=1/40$ 的码字可以在 $\frac{E_b}{N_0} = -0.79$ dB. 经过优化设计的广义稀疏随机编码的译码门限值均低于 0 dB,有效地保证了隐蔽通信的能量效率,提高传输的信息量. 在空天隐蔽系统中,将该编码与 200 倍扩频结合起来进一步降低隐蔽信号的信噪比,可在 -37.1 dB ($E_b/N_0 = -0.79$ dB) 的情况下实现误帧率优于 1.0×10^{-4} 的可靠接收. 传统的低码率 LDPC 例

如 AR4A LDPC^[19]、GRU LDPC^[38] 和 MET-LDPC^[39],其译码门限均大于 0 dB;与之相比,基于本文编码方法实现的空天隐蔽通信系统信噪比门限更低,具有更强的隐蔽性.

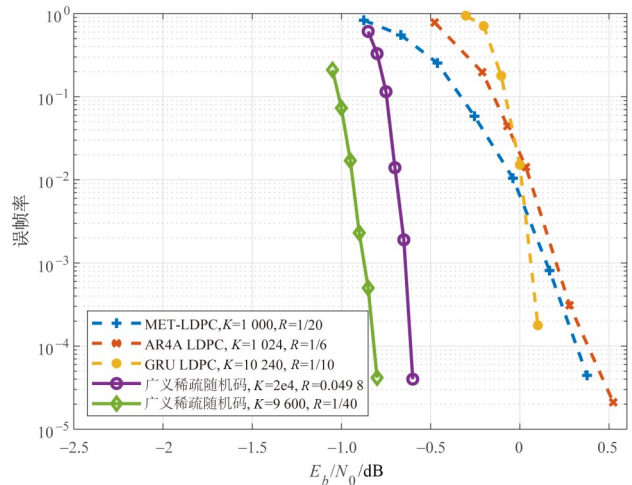


图 3 低码率下广义稀疏随机码和不同的 LDPC 的性能

4.2 高可靠低延时无人机测控通信

无人机在应急通信等领域应用广泛,由于其高速移动特性以及实时操控要求,如何实现高可靠低延时的通信一直是挑战性问题. 针对这一需求,开展了高性能短码长随机编码的优化设计,通过引入高维代数码约束提高短码长条件下码字的最小码距,提升通信性能. 同时考虑到无人机通信开放的空口容易收到外部干扰甚至恶意堵塞干扰,造成部分频带阻塞. 考虑在频谱阻塞信道中的极低信噪比通信问题,本节利用优化设计的基于基模图的广义稀疏随机码从而实现高效的可靠通信. 为了在恶劣的电磁环境中保证高效可靠的传输,调频扩频(Frequency Modulated Spread Spectrum, FH-SS)方式通过在整个扩频频谱上快速跳跃载波频率来对抗干扰. 部分频谱阻塞(Partial Band Jamming, PBJ)是 FH-SS 系统中中断通信链路的常见方式之一,它动态阻塞一定比例的频谱. 一般的, PBJ 信道可以由一个全频带的 AWGN 信道和一个加性部分频带高斯噪声信道组成,其中加性部分频带高斯信道的噪声水平较高,导致中断. 可以将该信道建模为一个由功率谱密度为 N_0 的高斯信道和具有概率 P 的删除信道的级联,其中 $P = W_j/W_{ss}$ 由阻塞的频带 W_j 和总的扩频频带 W_{ss} 决定,这是由于当信号跳变到阻塞的频带上时会发生信号丢失.

对于短码长的广义稀疏随机编码的码字设计,在应用上述的优化方法时候,应当更多地考虑母码的最小码距和校验矩阵的短环的影响. 根据短码长稀疏随机码的性质,需要尽可能的使 VN 的度数尽可能地均匀

分布从而获得很好的最小码距,利用该性质可以有效地缩减优化设计基模图 $\mathbf{B}_{P \times Q}$ 的可行域范围. 其设计步骤同 4.1 节中相同,首先在基模图可行域范围内对部分代数码拓展的广义基模图性能进行分析,通过甲虫群算法得到具有优异译码性能的基模图和对应的代数码拓展方式,然后利用改进 PEG 算法优化设计矩阵拓展的循环移位因子,从而得到最终的广义稀疏随机码的校验矩阵,其在 50% 的阻塞信道下优化得到的译码门限为 $E_b/N_0 = 1.682$ dB.

在 QPSK 调制下,将码率约为 1/12 的 Turbo 码^[40]和 5G 提案中的 LDPC^[41]编码方案作为对比方案,优化设计了信息位长度 $K=104$, $R=1/12$ 的广义稀疏随机码的性能如图 4 所示.

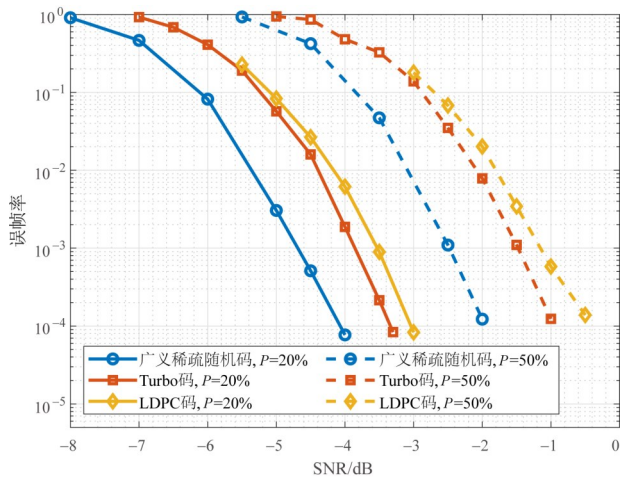


图 4 在 $K=104$ 的情况下广义稀疏随机码及 LDPC 和 Turbo 的性能

如图 4 所示,在相似的码率和相同的信息位长度 K 的情况下,分别在 20% 和 50% 的阻塞信道上,广义稀疏随机码的性能均优于 Turbo 码和 5G LDPC 码. 其中在将误帧率要求设置为 10^{-4} 时,在 20% 的阻塞信道上,广义稀疏随机码的译码门限分别比 Turbo 码和 5G LDPC 低约 0.7 dB 和 0.9 dB. 而在 50% 阻塞信道下,为了达到 10^{-4} 误帧率,广义稀疏随机码的 SNR 分别比 Turbo 码和 5G LDPC 低约 1 dB 和 1.5 dB. 仿真结果表明,在应对部分频带阻塞信道的短码长低延时的编码方案优化设计上,由于代数码的引入提高了码字的最小码距特性,基于基模图的广义稀疏随机码比传统的 Turbo 码和 LDPC 码具有更优异的译码门限. 同时当阻塞概率提高时,基于信道信息设计的广义稀疏码具有更大的性能优势,这表明本文提出的设计优化方法对非高斯信道具有更好的适用性.

4.3 高速空间激光通信

激光通信有着高带宽和抗干扰等特点,是包括星

地、星间等高速空间通信的有效手段. 其通信质量易受到太阳光、大气因素等复杂空间环境的影响,导致通信的信道呈现非高斯特性. 为了保证可靠高速空间高速激光通信,高码率的信道编码方案是一种有效的解决方案,也带来的新的挑战:一方面,空间信息网的不断提高的通信速率需求对编译码速率提出很高的要求,另一方面,计算和存储受限的空天通信平台限制了编译码器使用的算法复杂度和数据精度. 值得一提的是,与地面通信系统通常采用的基于软判决信息输入的译码算法不同,在空间高速激光通信中,受限于高速特性和器件约束,接收机中的模数转换器无法实现高速的多比特采样,利用硬判决信息的译码方法会造成严重的性能损失.

因此在本节中,受传统的 LDPC 码的低复杂度译码算法的启发,提出一种针对硬判决信息的广义稀疏随机码构造及其高性能低复杂度译码算法,改善高速激光通信中的译码性能. 具体地,基于初值调整,利用广义稀疏随机码中的校验关系,尤其是拓展节点的成分码校验关系对译码输入的 1 bit 信道信息进行调整,从而有效提高译码收敛速度. 此外,提前中止策略也被采用来中止迭代译码中的部分可靠比特的更新,从而降低译码后期的复杂度. 假设接收信号为 $\mathbf{y}=(y_1, y_2, \dots, y_n)$, 采用的基于基模图的广义稀疏随机码 $(\mathbf{B}_{P \times Q}, \mathbf{r})$ 的母码校验矩阵为 $\mathbf{H}_{M \times N}$. 注意由于高速率的需求,成分码拓展因子 \mathbf{r} 中的进行的成分码拓展也需要采用高码率的代数码,同时拓展比例不会太大,其设计方法同上述的方式相似,首先在由码率确定的可行域中利用甲虫群算法得到最优广义基模图,然后基于改进 PEG 对循环移位因子进行优化设计得到. 基于初值调整和节点冻结策略,我们所提的低复杂度译码算法的简要译码步骤可以表述如下:

(1) 初值调整: 根据广义稀疏随机码的母码矩阵 $\mathbf{H}_{M \times N}$ 和成分码拓展因子 \mathbf{r} 计算 M 个校验关系的校验结果 $\mathbf{c}=(c_1, c_2, \dots, c_M)$, $c_m=0$ 表示校验关系正确,为 1 表示校验关系错误; 然后统计每个比特参与的校验关系的正确比例 $\mathbf{w}=(w_1, w_2, \dots, w_N)$, 其中, $w_i=1 - \sum_{m \in N(i)} a_m c_m / d_i$, d_i 表示变量节点 i 参与的校验方程个数,即节点度, a_m 表示该校验关系的加权系数,其与该校验关系采用的代数码有关. 根据 \mathbf{w} 对软译码器的输入初值进行调整,方式如下:

$$L_{\text{ch},i} = \begin{cases} y_i \times \rho_H, & \text{if } w_i > w_H, d_i \geq d_t \\ y_i \times \rho_L, & \text{if } w_i < w_L, d_i \geq d_t \\ y_i, & \text{else} \end{cases} \quad (18)$$

其中, $\rho_H > 1, 0 < \rho_L < 1$ 表示变量节点可靠性增加和降低的系数, $d_t > 1$ 为初值调整的节点度阈值,避免连接

关系不强的节点被错误调整,比如度数为1的成分码VN.进一步地,可以将调整的区间进行细化,比如选择 $w_{H,1}, w_{H,2}$ 和 $w_{L,1}, w_{L,2}$ 对可靠度进行更细的划分,赋予不同的系数 $\rho_{H,1}, \rho_{H,2}$ 和 $\rho_{L,1}, \rho_{L,2}$. 综上, $\mathbf{L}_{ch} = (L_{ch,1}, L_{ch,2}, \dots, L_{ch,N})$ 为迭代译码器的输入.

(2)迭代译码:在译码过程中,根据比特后验概率和节点度的值,中止部分比特更新.其中成分码的VN由于度数为1,均不进行更新.在译码过程中,当第*i*个LDPC VN的后验概率 $L_{app,i} > L_t$,将其加入中止更新比特集合.其余比特的译码过程同最小和译码算法相同.

使用基于本文方法构造得到(4 096, 2 048)的编码方案,以传统的归一化最小和译码算法和比特翻转算法作为对比,本节提出的低复杂度译码算法的性能图如下:

在图5中,所有的译码算法的迭代次数均设置为10次,LLR的量化位宽均为4 bit.最小和译码算法的归一化因子为0.75,本节提出的算法提取中止的阈值 $L_t=19$.由仿真结果可以看到,本节的算法明显优于比特翻转算法,同时相比于传统的最小和译码算法也有0.32 dB的性能优势.同时通过提取中止变量节点的更新,本节提出的译码算法平均节省了35%左右的变量节点更新的计算量.最后,在型号为Xilinx XC7VX690T的现场可编程门阵列(Field Programmable Gate Array, FPGA)上实现了本节所提的低复杂度译码算法,通过8个解码核心的并行译码,实现了高达10 Gbps的数据吞吐量.

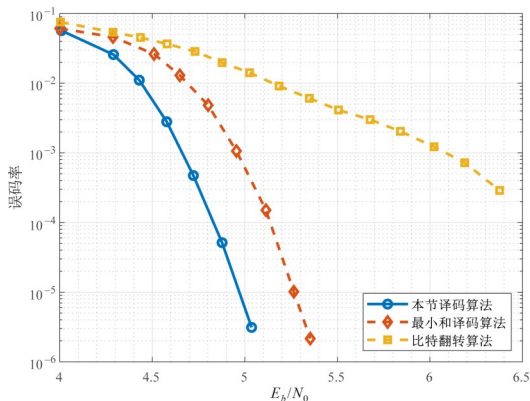


图5 基于硬判决的低复杂度译码算法

5 总结

本文面向空天通信应用提出了一种基于基模图的广义稀疏随机编码,通过引入代数码的高维约束,提高了在恶劣的非高斯信道下的纠错能力.进一步,提出了一种通用化的编码方法,通过动态调整基模图的参数和高维约束的阶数和维数实现不同码长/码率,实现了对复杂多变

的空天通信信道的适配.最后,针对具体空天通信应用场景给出基于基模图的广义稀疏随机码的设计应用实例.测试结果表明:在极低信噪比的隐蔽通信场景下,本文实现低至1/40的极低码率编码方案,相比传统的极低码率LDPC在 $E_b/N_0=-0.79$ dB下实现误帧率低于 10^{-4} 的可靠通信;在部分频带阻塞的无人机通信场景下,信息位长度为104的短码长广义稀疏随机码在50%的阻塞比例下取得比Turbo码和5G LDPC低1 dB和1.5 dB译码门限;在高速的空天激光通信中,利用初值调整和提前中止的思路,本文的基于硬判决信息的低复杂度译码方案可实现10 Gbps的高速编译码.因此,本文所提出的编码方案和通用化设计优化方法可以实现多种码长、多种码率的高性能编译码方案,从而为适配复杂多变的空天通信提供了高效编码实现方案.

参考文献

- [1] 李德仁, 沈欣, 龚健雅, 等. 论我国空间信息网络的构建[J]. 武汉大学学报(信息科学版), 2015, 40(6): 711-715, 766.
LI D R, SHEN X, GONG J Y, et al. On construction of China's space information network[J]. Geomatics and Information Science of Wuhan University, 2015, 40(6): 711-715, 766. (in Chinese)
- [2] YU Q, WANG J C, BAI L. Architecture and critical technologies of space information networks[J]. Journal of Communications and Information Networks, 2016, 1(3): 1-9.
- [3] 陈忠贵, 帅平, 曲广吉. 现代卫星导航系统技术特点与发展趋势分析[J]. 中国科学(E辑: 技术科学), 2009, 39(4): 686-695.
CHEN Z G, SHUAI P, QU G J. Analysis of technical characteristics and development trend of modern satellite navigation system[J]. Science in China (Series E (Technological Sciences)), 2009, 39(4): 686-695. (in Chinese)
- [4] AHMAD M, ZAHID T, NAEEM T, et al. Radiation characteristics of side fed bifilar helix antenna for L-band LEO satellites and terrestrial mobile communications[C]//2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP). Piscataway: IEEE, 2016: 1-5.
- [5] XU G J, SONG Z H. Effects of solar scintillation on deep space communications: Challenges and prediction techniques[J]. IEEE Wireless Communications, 2019, 26(2): 10-16.
- [6] ELIAS P. Predictive coding: I[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1955, 1(1): 16-24.
- [7] BERROU C, GLAVIEUX A, THITIMAJSHIMA P. Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Tur-

- bo-codes. 1[C]//Proceedings of ICC'93 - IEEE International Conference on Communications. Piscataway: IEEE, 1993: 1064-1070.
- [8] GALLAGER R. Low-density parity-check codes[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1962, 8(1): 21-28.
- [9] RICHARDSON T J, SHOKROLLAHI M A, URBANKE R L. Design of capacity-approaching irregular low-density parity-check codes[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2001, 47(2): 619-637.
- [10] CHUNG S Y, FORNEY G D, RICHARDSON T J, et al. On the design of low-density parity-check codes within 0.0045 dB of the Shannon limit[J]. IEEE Communications Letters, 2001, 5(2): 58-60.
- [11] CCSDS. Low Density Parity Check Codes for Use in Near-Earth and Deep Aerospace Applications: CCSDS 131.1-0-2[S]. Washington D C: CCSDS Press, 2007.
- [12] WANG B R, CHEN P P, FANG Y, et al. The design of vertical RS-CRC and LDPC code for ship-based satellite communications on-the-move[J]. IEEE Access, 2019, 7: 44977-44986.
- [13] PIGNOLY V, LE GAL B, JEGO C, et al. High data rate and flexible hardware QC-LDPC decoder for satellite optical communications[C]//2018 IEEE 10th International Symposium on Turbo Codes & Iterative Information Processing (ISTC). Piscataway: IEEE, 2018: 1-5.
- [14] ZHANG Y, HE Y F, DONG G. Downlink design and operating mode optimization of remote sensing satellite data transmission system[C]//2021 IEEE/ACIS 20th International Fall Conference on Computer and Information Science (ICIS Fall). Piscataway: IEEE, 2021: 281-284.
- [15] 何善宝, 刘崇华, 林益明. LDPC 码在卫星导航系统中的应用[J]. 航天器工程, 2009, 18(3): 72-76.
HE S B, LIU C H, LIN Y M. Application of LDPC codes in satellite navigation systems[J]. Spacecraft Engineering, 2009, 18(3): 72-76. (in Chinese)
- [16] CHEN T Y, VAKILINIA K, DIVSALAR D, et al. Protograph-based raptor-like LDPC codes[J]. IEEE Transactions on Communications, 2015, 63(5): 1522-1532.
- [17] VAN NGUYEN T, NOSRATINIA A, DIVSALAR D. The design of rate-compatible protograph LDPC codes [J]. IEEE Transactions on Communications, 2012, 60(10): 2841-2850.
- [18] ZHANG C, MU X J, YUAN J H, et al. Construction of multi-rate quasi-cyclic LDPC codes for satellite communications[J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(11): 7154-7166.
- [19] DIVSALAR D, DOLINAR S, JONES C. Low-rate LDPC codes with simple protograph structure[C]//Proceedings. International Symposium on Information Theory, 2005. ISIT 2005. Piscataway: IEEE, 2005: 1622-1626.
- [20] LENTMAIER M, ZIGANGIROV K S. On generalized low-density parity-check codes based on Hamming component codes[J]. IEEE Communications Letters, 1999, 3(8): 248-250.
- [21] YUE G S, PING L, WANG X D. Generalized low-density parity-check codes based on hadamard constraints[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2007, 53(3): 1058-1079.
- [22] MACKAY D J C. Good error-correcting codes based on very sparse matrices[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1999, 45(2): 399-431.
- [23] MACKAY D J C, NEAL R M. Good codes based on very sparse matrices[M]//Cryptography and Coding. Berlin: Springer Berlin Heidelberg, 1995: 100-111.
- [24] JIN H, KHAUDEKAR A, MCELIECE R. Irregular repeat accumulate codes[C]//International Symposium on Turbo Codes & Related Topics. Piscataway: IEEE, 2021: 1711-1727.
- [25] SHOKROLLAHI A. Raptor codes[J]. IEEE/ACM Transactions on Networking, 14(SI): 2551-2567.
- [26] CHEN Z, SUN Z, PEI Y K, et al. Generalized sparse codes for non-Gaussian channels: Code design, algorithms, and applications[J]. Fundamental Research, 2022, 2(2): 284-295.
- [27] RICHARDSON T J, URBANKE R L. The capacity of low-density parity-check codes under message-passing decoding[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2001, 47(2): 599-618.
- [28] SHARON E, ASHIKHMIN A, LITSYN S. EXIT functions for binary input memoryless symmetric channels[J]. IEEE Transactions on Communications, 2006, 54(7): 1207-1214.
- [29] WANG P, YIN L G, LU J H. Efficient helicopter-satellite communication scheme based on check-hybrid LDPC coding[J]. Tsinghua Science and Technology, 2018, 23(3): 323-332.
- [30] FANG Y, BI G A, GUAN Y L, et al. A survey on protograph LDPC codes and their applications[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2015, 17(4): 1989-2016.
- [31] BRINK S TEN. Convergence behavior of iteratively decoded parallel concatenated codes[J]. IEEE Transactions on Communications, 2001, 49(10): 1727-1737.

- [32] STORN R, PRICE K. Differential evolution-A simple and efficient heuristic for global optimization over continuous spaces[J]. *Journal of Global Optimization*, 1997, 11(4): 341-359.
- [33] WANG J Y, CHEN H X. BSAS: Beetle swarm antennae search algorithm for optimization problems[EB/OL]. (2018-07-27)[2023-10-01]. <https://arxiv.org/pdf/1807.10470.pdf>.
- [34] DIOUF M, DECLERCQ D, FOSSORIER M, et al. Improved PEG construction of large girth QC-LDPC codes [C]//2016 9th International Symposium on Turbo Codes and Iterative Information Processing (ISTC). Piscataway: IEEE, 2016: 146-150.
- [35] USATYUK V, VOROBYEV I. Simulated annealing method for construction of high-girth QC-LDPC codes [C]//2018 41st International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP). Piscataway: IEEE, 2018: 1-5.
- [36] 3rd Generation Partnership Project (3GPP). Circulant Permutation Matrix Design for LDPC Codes, TSG RAN WG1 NR Ad-Hoc#2, 3rd: 3GPPR1-1711774[S/OL]. (2017-06-28)[2023-10-01]. <https://www.3gpp.org>.
- [37] 3rd Generation Partnership Project (3GPP). Circulant Permutation Matrix Design for LDPC Codes Base Graph #2, TSG RAN WG1 NR Ad-Hoc#2, 3rd: 3GPPR1-1711775[S/OL]. (2017-06-28)[2023-10-01]. <https://www.3gpp.org>.
- [38] WU X N, JIANG M, ZHAO C M, et al. Low-rate PBRL-LDPC codes for URLLC in 5G[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2018, 7(5): 800-803.
- [39] JEONG S, HA J. MET-LDPC code ensembles of low code rates with exponentially few small weight codewords [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2021, 69(6): 3517-3527.
- [40] 3rd Generation Partnership Project (3GPP). "Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Multiplexing and Channel Coding." 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network: 3GPP TS 36.212[S/OL]. (2023-09-20) [2023-10-01]. <https://www.3gpp.org>.
- [41] 3rd Generation Partnership Project (3GPP). Channel Coding Techniques for URLLC, TSG RAN WG1 93 Meeting: 3GPPR1-1806006[S/OL]. (2018-05-05) [2023-10-01]. <https://www.3gpp.org>.

作者简介



章 磊 男, 2000年10月出生于安徽省六安市. 现为清华大学电子工程系博士生. 主要研究方向为信道编码设计和隐蔽通信理论和技术研究.

E-mail: 18810759221@163.com



陈 钊 男, 1988年6月出生于重庆. 现为清华大学信息国家研究中心助理研究员. 主要研究方向为空天通信编码、物理层安全通信. 中国电子学会会员编号: E190031956M.

E-mail: zhao_chen@tsinghua.edu.cn



殷柳国 男, 1977年10月出生于广西贵港市. 现任清华大学北京信息科学与技术国家研究中心研究员、博士生导师, 主要研究方向为空天通信、LDPC编码和物理层安全通信. 中国电子学会会员编号: E190005512F.

E-mail: yinlg@tsinghua.edu.cn