

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2211003

一种多元 LDPC-CPM 优化方法及性能仿真分析*

周乐佳 叶展吉 茹程方 冯皎
(南京信息工程大学电子与信息工程学院 南京 210044)

摘要: 为了解决二元低密度奇偶校验(LDPC)码与高阶连续相位调制(CPM)级联的系统在卫星通信、深空通信方面传输性能不足的问题,提出了一种多元 LDPC-CPM 优化方法。首先采用多元 LDPC 码与高阶 CPM 串行级联形成多元 LDPC-CPM 系统获取更好的传输误码性能。其次考虑到多元 LDPC 码的传统译码算法复杂度过高,难以硬件实现的问题,设计了一种改进型的 Mixed-Log-FFT-BP 算法,通过去除加法与查表运算中对数似然比的求解,降低译码复杂度。最后针对多元 LDPC-CPM 系统涉及参数过多问题,提出一种性能逐步收敛的参数优化方法。仿真结果表明,与优化前的系统相比,优化后的系统在中高信噪比下,误码性能有 1~1.2 dB 的提升,且系统复杂度较低。

关键词: 多元 LDPC 码;连续相位调制;多元 LDPC-CPM;Mixed-Log-FFT-BP 算法;参数优化

中图分类号: TN911.2 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.5015

A multivariate LDPC-CPM optimization method and performance simulation analysis

Zhou Lejia Ye Zhan Ji Ru Cheng Fang Feng Jiao

(School of Electronic and Information Engineering, Nanjing University of Information Technology, Nanjing 210044, China)

Abstract: In order to solve the problem of insufficient transmission performance in satellite communication and deep space communication in the system of cascaded binary low-density parity-check (LDPC) codes and high-order continuous phase modulation (CPM), a multivariate LDPC-CPM optimization method is proposed. Firstly, cascading to form a multivariate LDPC-CPM system achieves better transmission error performance. Secondly, considering that the problem of the traditional decoding algorithm of non-binary LDPC codes is too complex and hard to implement in hardware, an improved Mixed-Log-FFT-BP algorithm is designed. The solution of the ratio reduces the decoding complexity. Finally, in view of the problem of too many parameters in multivariate LDPC-CPM system, a parameter optimization method with gradually convergent performance is proposed. The simulation results show that, compared with the system before optimization, the optimized system has a 1~1.2 dB improvement in the bit error performance under the medium and high signal-to-noise ratio and the system complexity is lower.

Keywords: non-binary LDPC codes; continuous phase modulation; multivariate LDPC-CPM; Mixed-Log-FFT-BP algorithm; parameter optimization

0 引言

一般,卫星通信存在功率受限和频带受限的问题,需要尽可能提升资源利用率,这使得其调制方式需满足以下特点:较低的频带外功率、较高的频谱效率、具有恒包络特性的信号等^[1]。连续相位调制(continuous phase modulation, CPM)具有上述特点,在卫星通信中具有广泛应用前景。CPM 调制可分解为一个连续相位编码器(continuous phase encoder, CPE)和一个无记忆调制器(memoryless

modulation, MM)^[2]。CPE 可视作码率为 1 的卷积码,与其他纠错码组成串行级联连续相位调制(serially concatenated continuous phase modulation, SCCPM)系统。

随着卷积码和 Turbo 码的成熟发展,通常与 CPM 串行级联组成 SCCPM 系统^[3-4],用于一些带宽和功率受限的卫星通信环境。近年来,人们认识到低密度奇偶校验(low-density parity-check, LDPC)码是接近香农极限的好码^[5],国内外学者开始关注将二元 LDPC 码与 CPM 级联获得更高性能增益。优化系统的方法有两种:优化系统算法和优

收稿日期:2022-08-08

* 基金项目:工信部行业专项重点项目(TC210H02P/2)资助

化系统参数。算法方面, Noor 等^[6]提出一种有限长度的二元 LDPC-CPM 误码率估计技术。Xue 等^[7]将 Turbo 迭代检测机制引入到 LDPC-CPM 系统中, 迭代后系统性能有所提高。Shen 等^[8]提出一种非相关软输入软输出 (noncoherent soft in soft out, N-SISO) 算法, 提高了系统在突发错误信道的性能。Naour 等^[9]引入一种预编码 CPM 算法, 使系统在不进行迭代的情况下获得良好的性能。参数方面, Foruhandeh 等^[10]利用蒙特卡洛模拟, 研究二元 LDPC 码与各进制数 CPM 级联的系统中的传输参数, 但只考虑了 CPM 参数对系统性能的影响。

二元 LDPC 码和高阶 CPM 级联的系统采用比特交织编码调制 (bit-interleaved coded modulation, BICM) 方案, 在二元 LDPC 码到高阶 CPM 反复迭代过程中不断出现从比特概率到符号概率, 符号概率再到比特概率的转换, 造成系统性能的极大损失。现有研究表明, 中短码长下多元 LDPC 码相较于相同参数的二元 LDPC 码有纠错性能优异、抗突发错误能力强、传输速率范围大的优势^[11-12]。Rong 等^[13]也证明了多元 LDPC 码的优势能更好的适用于高阶调制。Meng 等^[14]在多元 LDPC-CPM 编码方面提出一种 HC 算法, 并对系统的参数做了优化选取。薛睿等^[15]提出一种加权外信息交换的处理方式, 在一定程度上抑制多元 LDPC-CPM 系统正反馈现象。目前多元 LDPC-CPM 系统仍存在两大难题: 编译码复杂度过高导致硬件难以实现、涉及的参数众多且相互影响。

针对上述问题, 提出一种多元 LDPC-CPM 优化方法。针对多元 LDPC 译码复杂度过高的问题, 设计一种改进型的 Mixed-Log-FFT-BP 算法, 将传统译码中实数域或对数域运算变为混合域运算, 去除加法和查表中对数似然比的计算, 降低译码复杂度, 使多元 LDPC-CPM 系统在硬件中实现。针对多元 LDPC-CPM 参数众多且相互影响的问题, 提出一种性能逐步收敛的参数优化方法, 在预设参数下, 逐步优化外码参数、外信息处理参数和 CPM 参数, 提高系统误比特性能, 降低系统复杂度。

1 多元 LDPC-CPM 系统方案设计

1.1 多元 LDPC 校验矩阵构造

多元 LDPC 码构造校验矩阵的方法与二元 LDPC 码类似, 分为随机化构造法和结构化构造法^[16]。随机化构造法能提高多元 LDPC 码误码性能, 但复杂度过高, 难以硬件实现。结构化构造法在性能方面不如随机化构造法, 但复杂度较低, 易于硬件实现。基于上述原因, 本文采用结构化构造法中的准循环 (quasi-cyclic, QC) 构造法, 根据基矩阵的循环移位得到整个校验矩阵, 具有更低的复杂度^[17]。

1.2 改进型的 Mixed-Log-FFT-BP 算法

由于多元 LDPC 码的传统译码算法复杂度过高, 本文设计了一种改进型的 Mixed-Log-FFT-BP 算法, 将传统 BP 类译码算法从单一的实数域或对数域运算改进成实数域和

对数域的混合运算算法, 并将归一化的过程从变量节点的更新转移到校验节点的更新, 降低系统复杂度。

具体译码步骤如下:

1) 初始化

将对数域初始化信息值传递给对数域变量节点信息, 作为初始化的值。

$$Q_{mn}^{\alpha} = F_n^{\alpha} \tag{1}$$

式中: $n = 1, 2, 3 \dots N$, N 为校验节点的总个数, $m \in M(n)$, $M(n)$ 表示与第 n 个变量节点相连的校验节点的集合, $\alpha \in GF(q)$, $F_n^{\alpha} = \log(f_n^{\alpha})$ 表示初始化信息在对数域上的值, $Q_{mn}^{\alpha} = \log(q_{mn}^{\alpha})$ 表示变量节点信息在对数域上值。

2) 校验节点更新

对初始值进行置换处理。

$$W_{mn}^{\alpha} = P_{h_{mn}} Q_{mn}^{\alpha} \tag{2}$$

式中: $m = 1, 2, 3 \dots M$, M 为变量节点的总个数, $n \in N(m)$, $N(m)$ 表示与第 m 个校验节点相连的变量节点的集合, $P_{h_{mn}}$ 表示从校验节点到变量节点消息传播的置换矩阵。

对置换后的值进行快速傅里叶变化 (fast Fourier transform, FFT) 以及归一化处理。

$$U_{mn}^{\alpha} = \alpha_{mn} FFT(W_{mn}^{\alpha}) \tag{3}$$

式中: α_{mn} 为归一化因子, 满足 $\sum_{\alpha \in (0, q-1)} q_{mn}^{\alpha} = 1$ 。

对 FFT 变化和归一化处理后的值, 做求和运算。

$$V_{mn}^{\alpha} = \sum_{i \in N(m) \setminus n} U_{mi}^{\alpha} \tag{4}$$

式中: $N(m) \setminus n$ 表示变量节点 n 以外的, 与第 m 个校验节点相连的变量节点的集合。

求和运算后的值经过以 e 为底的指数运算, 得到实数域的值。

$$v_{mn}^{\alpha} = \exp(V_{mn}^{\alpha}) \tag{5}$$

进行快速傅里叶逆变化 (inverse fast Fourier transform, IFFT) 和逆置换完成校验节点的更新。

$$R_{mn}^{\alpha} = \log(P_{h_{mn}}^{-1} IFFT(v_{mn}^{\alpha})) \tag{6}$$

式中: $P_{h_{mn}}^{-1}$ 表示从变量节点到校验节点的逆置换矩阵, R_{mn}^{α} 为校验节点更新后的值。

校验节点更新流程如图 1 所示。

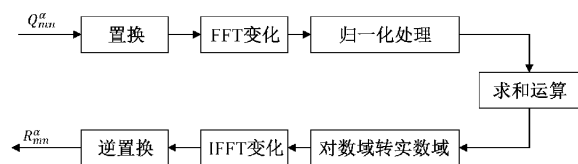


图 1 校验节点更新流程

3) 变量节点更新

将变量节点按照校验矩阵列的顺序进行更新, 更新后的结果以相同的顺序储存。

$$Q_{mn}^{\alpha} = F_n^{\alpha} + \sum_{j \in M(n) \setminus m} R_{jn}^{\alpha} \tag{7}$$

式中: $M(n) \setminus m$ 表示校验节点 m 以外的, 与第 n 个变量节点相连的校验节点的集合。

4) 硬判决输出

硬判决可以用式(8)表示, 采用迭代译码原理, 若判决后的码字 \hat{x} 满足校验方程 $H\hat{x} = 0$ 或达到预先设定的最大迭代次数, 则停止迭代, 译码完成。

$$\hat{x} = \underset{a}{\operatorname{argmax}}(Q_{mn}^a) \quad (8)$$

改进型的 Mixed-Log-FFT-BP 算法和 BP 算法、FFT-BP 算法相比, 用便于硬件实现的加法和查表运算代替乘法运算, 极大降低了系统的复杂度; 和 Log-BP 算法、Log-FFT-BP 算法相比, 将归一化的过程从变量节点的更新转移到校验节点的更新, 由于对数域中运算需引入雅可比递归进行归一化过程, 将其转换到校验节点的混合域中只需引入一个归一化因子, 达到不改变译码性能的同时降低复杂度。

1.3 CPM 解调

1) CPM 解调算法选择

CPM 解调算法可分为软输出维特比 (soft output Viterbi algorithm, SOVA) 算法和最大后验概率 (maximum posterior probability, MAP) 算法^[18]。相较于 MAP 算法, SOVA 算法复杂度较低, 但译码性能较差。MAP 算法含有大量的指数和乘法运算, 复杂度过高, 不易于硬件实现。改进后的 Max-Log-MAP 算法复杂度低, 但性能较差。因此, 本文采用 Log-MAP 算法作为多元 LDPC-CPM 系统的内译码算法。

2) 基于 SISO 的 Log-MAP 算法

Log-MAP 算法用 $\operatorname{MAX}^*(x, y) = \max(x, y) + \ln(1 + e^{-|x-y|})$ 函数代替 MAP 算法中的指数和乘法运算, 降低译码复杂度。本文引入 Turbo 迭代检测机制, 提高系统性能, 将 Log-MAP 算法改进为基于软输入软输出 (soft input soft output, SISO) 的 Log-MAP 算法。具体流程如下:

(1) 分支转移概率

$$\gamma_k(s', s) = \ln(P_k(u_k; I)P_k(c_k; I)) = \pi_k(u_k; I) + \pi_k(c_k; I) \quad (9)$$

式中: $P_k(u_k; I)$ 是由外码字概率序列交织得到的内码字符号概率序列, 初始值为 0, $P_k(c_k; I)$ 是由匹配滤波输出的内码字先验概率序列, $\pi_k(u_k; I)$ 和 $\pi_k(c_k; I)$ 分别是其对数形式, $\gamma_k(s', s)$ 表示状态 s' 到状态 s 的分支转移概率, s' 为 $k-1$ 时刻的状态, s 为 k 时刻的状态。

(2) 前向度量

$$\alpha_k(s) = \ln \sum_{s'} \exp(\alpha_{k-1}(s') + \gamma_k(s', s)) = \operatorname{MAX}_s^*(\alpha_{k-1}(s') + \gamma_k(s', s)) \quad (10)$$

式中: $\alpha_k(s)$ 为 k 时刻的前向度量。

(3) 后向度量

$$\beta_{k-1}(s') = \ln \sum_s \exp(\beta_k(s) + \gamma_k(s', s)) = \operatorname{MAX}_s^*(\beta_k(s) + \gamma_k(s', s)) \quad (11)$$

式中: $\beta_k(s)$ 为 k 时刻的后向度量。

(4) 信息位输出概率对数似然比的计算

$$L(u_k; O) = \operatorname{MAX}_{u_k=0}^*(\alpha_{k-1}(s') + \beta_k(s) + \gamma_k(s, s')) - \operatorname{MAX}_{u_k=1}^*(\alpha_{k-1}(s') + \beta_k(s) + \gamma_k(s, s')) \quad (12)$$

1.4 多元 LDPC-CPM 系统

多元 LDPC-CPM 系统的模型如图 2 所示。在发送端, 二进制信源 U 经过格雷映射, 得到 q 进制符号序列 d , 再经过多元 LDPC 编码器得到输出码字序列 C , 然后经过符号交织和符号映射送入 M 进制 CPM 中, 其中 CPE 对输入信息进行连续相位编码, 再输入 MM 中进行调制, 最后 MM 模块根据 CPM 的参数选择信号波形 $s(t, C')$ 发送到加性高斯白噪声 (additive white Gaussian noise, AWGN) 信道。

在接收端, 有两个 SISO 子系统为 M 进制 CPM-SISO 和 q 元 LDPC-SISO, 将 LDPC 码自身译码中的迭代称为内迭代, LDPC 码到 CPM 的迭代称为外迭代^[19]。无外迭代时, 接收端将含噪声的波形 $r(t)$ 经过匹配滤波, 得到 CPM-SISO 系统的先验概率序列 $\pi^i(c; I)$, 然后送入 CPM-SISO 系统, 得到内信息字概率输出序列 $\pi^i(u; O)$, 将其经过加权处理和符号解交织得到的值 $\pi^o(c; I)$ 输入 q 元 LDPC-SISO 系统进行译码, 译码得到的外码字概率输出序列 $\pi^o(c; O)$, 通过加权和交织处理得到内信息字的概率输入序列 $\pi^i(u; I)$ 。开始第一次外迭代时, 将 $\pi^i(c; I)$ 和 $\pi^i(u; O)$ 共同送入 CPM-SISO 系统, 重复上述步骤, 当达到最大外迭代次数时, 多元 LDPC 译码模块输出外信息字概率输出序列 $\pi^o(u; O)$, 对其进行硬判决得到符号序列 d' , 最后将符号序列 d' 逆格雷映射得到二进制信宿 U' 。

2 系统参数选择与优化

多元 LDPC-CPM 系统的性能主要通过多元 LDPC 码译码性能、外信息交换和高阶 CPM 解调性能进行提高。影响多元 LDPC 码性能和复杂度的参数为进制数、信息位长度、码率和内迭代次数。外信息交换的参数为加权参数和外迭代次数, 加权参数能有效抑制正反馈现象, 外迭代次数能提升系统性能。影响高阶 CPM 频谱利用率、功率利用率和复杂度的参数为进制数、调制指数、关联长度和脉冲成型函数。其中, 多元 LDPC 码的进制数、高阶 CPM 的进制数和加权参数分别对三部分有较大影响。

2.1 多元 LDPC 码与高阶 CPM 的进制数

多元 LDPC-CPM 系统中, q 为多元 LDPC 码的进制数, CPM 状态数为 $P \times M^{(L-1)}$, 其中 P 为调制指数 h 的分母, L 为关联长度, M 为进制数。 q 和 M 增加时, 系统性能得到一定提升, 但整体复杂度呈指数上升; q 和 M 相等时, 可以省去一个符号映射器, 减少系统复杂度的同时, 避免符号 q 到符号 M 转换带来的性能损失。因此, 本文选择 $q = M = 8$ 的方案, 保证性能的同时降低系统复杂度。

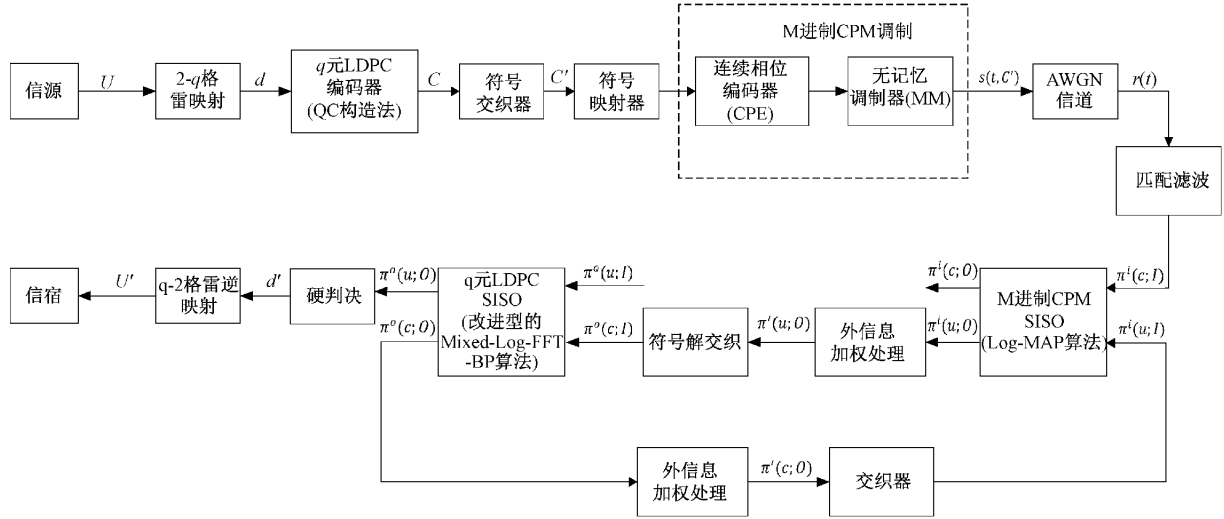


图 2 多元 LDPC-CPM 系统模型

2.2 加权参数

正反馈现象是指在低信噪比时,多元 LDPC 码帧长较短、交织深度不够,导致在反复外迭代的过程中突发错误可能性会增大的现象^[20]。该现象会导致系统在低信噪比下,外迭代次数增加时性能反而下降,为了抑制这一现象的产生,对外信息采用加权处理操作。加权函数表示为:

$$\psi(x) = ax \times \exp(-b |x|) \tag{13}$$

式中: a 和 b 分别为加权参数,文献^[15]证明 $a = 0.9, b = 0.01$ 时,抑制正反馈现象最好, x 为需要进行加权处理的外信息。

2.3 参数优化方案

多元 LDPC-CPM 内码和外码在设计时涉及到的参数众多,且每个参数对系统的误比特率和复杂度都有一定的影响,导致在选择参数时很难对所有参数进行综合考虑。因此,本文提出了一种性能逐步收敛的参数优化方法,具体优化流程如下:首先根据实际需要对外码的参数进行逐一仿真,其中外码参数包括 LDPC 码信息位长、LDPC 码码率和内迭代次数,每仿真一次,固定一个值,表示该参数是目前的最优参数。在固定参数时不仅要考虑误比特率性能也要考虑对系统复杂度的影响。当外码参数全部优化完成,表示外码此时为最优参数,然后对外信息参数进行逐一仿真,其中外信息参数包括外迭代次数、交织和加权,对仿真完成后的外信息参数进行分析,根据性能和复杂度确定外信息参数的优化值,最后对 CPM 参数进行逐一仿真,其中 CPM 内部参数包括调制指数、关联长度和脉冲成型函数,重复上述固定参数的步骤(其中判断 CPM 参数的复杂度定义为格状图中状态的数量,即 $P \times M^{(L-1)}$ 的值)。在参数优化方案的实施过程中,参数逐步收敛,所有参数优化完成后,系统既能拥有较好的误比特性能又能拥有较低的复杂度。

3 仿真结果与性能分析

为验证本文提出的优化方法的性能,首先对改进型的 Mixed-Log-FFT-BP 算法与传统算法在性能和复杂度方面对比,其次在预设参数前提下,采用性能逐步收敛的参数优化方法进行优化,仿真分析不同参数对系统性能和复杂度的影响。预设参数方面,传输信道选取 AWGN 信道,外码选择常用的 1 152 信息位长度,2/3 码率的八元 LDPC 码,内迭代次数设置为 3。在外信息交换上,外迭代次数设置为 5,由于多元 LDPC 码自身具有交织特性且实际中不进行加权处理,预设参数时对多元 LDPC-CPM 系统不进行交织和加权处理。在 CPM 预设参数上,本文综合频谱效率和功率谱利用率后,设定进制数 $M = 8$,调制指数 $h = 1/2$,关联长度 $L = 2$,脉冲成型函数为升余弦(rising cosine, RC)脉冲。

3.1 改进型的 Mixed-Log-FFT-BP 算法性能与复杂度

码长为 1 152、码率为 2/3 的八元 LDPC 码经过 BPSK 调制后,对改进型的 Mixed-Log-FFT-BP 算法、FFT-BP 算法、Log-BP 算法和 BP 算法解调后的性能进行对比,如图 3 所示。

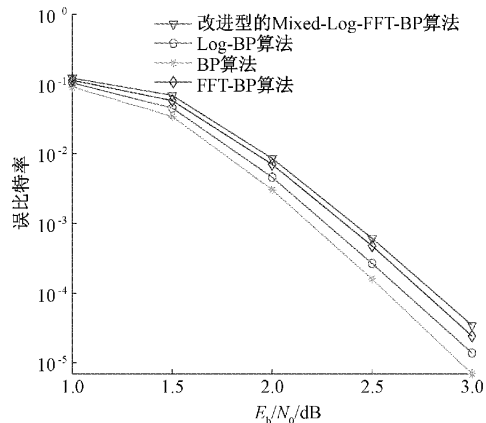


图 3 不同译码算法性能对比

由图 3 可知,改进型的 Mixed-Log-FFT-BP 算法性能略低于其他传统译码算法。误比特率达到 10^{-4} 时,与 FFT-BP 算法、Log-BP 算法和 BP 算法相比,性能分别损失

了 0.06、0.2 和 0.26 dB。

不同译码算法的复杂度对比如表 1 所示。

其中 M 和 N 为校验矩阵的行数和列数, d_v 和 d_c 为校

表 1 不同译码算法复杂度对比

多元 LDPC 码译码算法	乘法运算	加法运算	查表运算
BP 算法	$Mq^{d_v}(d_v - 1) + N(d_c + 1)q$	$Mq^{d_v - 1}$	0
Log-BP 算法	0	$6Md_v(q - 1)^2 + N(q - 1)(d_c - 1)d_c$	$2Md_v(q - 1)^2$
FFT-BP 算法	$q \log_2 q (d_v^2 + 4d_v)$	$q \log_2 q + 2qd_v$	0
改进型的 Mix-Log-FFT-BP 算法	0	$(4q \log_2 q + 2q)d_v$	$2qd_v$

验矩阵的行重和列重。BP 算法、Log-BP 算法和 FFT-BP 算法的译码复杂度分别为 $O(q^2)$ 、 $O(q^2)$ 和 $O(q \log_2 q)$, 改进型的 Mixed-Log-FFT-BP 算法的译码复杂度为 $O(q \log_2 q)$, 与 BP 和 Log-BP 算法相比,进制数越高,译码复杂度越低;与 FFT-BP 算法相比,用加法和查表运算代替复杂的乘法运算,并且在运算中不需要求解对数似然比,更易于硬件实现。因此本文提出的改进型的 Mixed-Log-FFT-BP 算法以较低的性能损失为代价显著降低了复杂度,使多元 LDPC-CPM 系统得以硬件实现。

3.2 多元 LDPC 码信息位长

预设参数不变时,选用信息位长 576、1 152、1 536 的八元 LDPC 码进行仿真,系统误比特率如图 4 所示。

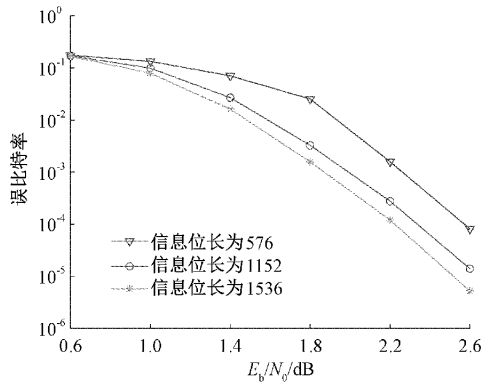


图 4 多元 LDPC 码信息位长对系统的影响

由图 4 可知,信噪比相同时,信息位越长的多元 LDPC 码性能越好,1 152 位长的系统相较于 576 位长的系统在误比特率为 10^{-4} 时有接近 0.3 dB 的提升,但随着信息位的逐渐变长,性能提升不大且复杂度提升明显,1 536 位长的系统比 1 152 的位长的系统在误比特率为 10^{-5} 时只有 0.1 dB 左右的提升。综合考虑选择 1 152 信息位长的多元 LDPC 码作为优化后的参数。

3.3 多元 LDPC 码码率

多元 LDPC 码码率也是影响系统的一个重要参数。信息位长为 1 152 的八元 LDPC 码,其余参数与预设参数一致,选用 3/4、1/3、1/2 码率的八元 LDPC 码进行仿真,系统误比特率如图 5 所示。

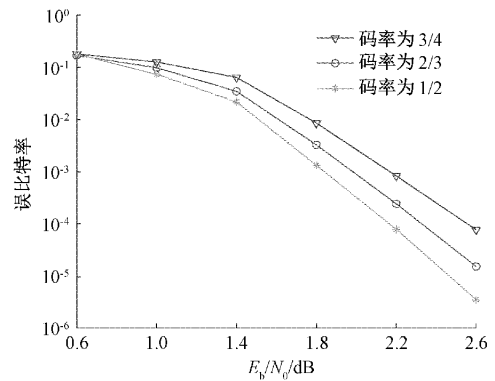


图 5 多元 LDPC 码码率对系统的影响

由图 5 可知,码率越低,系统误比特性能越好,码率越高,性能越差。1/2 码率的系统相较于 2/3 和 3/4 码率的系统在误比特率为 10^{-5} 时,分别有 0.15 dB 和 0.4 dB 的提升,但不能通过无限缩减码率来提高误比特率性能,随着信息位的减少,信息的传输速率就越低,系统频带利用率就越小,同时增加系统冗余度,增加译码难度。因此,采用 1/2 码率的多元 LDPC 码作为优化后的参数。

3.4 多元 LDPC 码内迭代次数

多元 LDPC 码可通过增加迭代次数提高译码性能,选取合适的内迭代次数对于整个多元 LDPC-CPM 系统是至关重要的。外码为 1 152 信息位长,1/2 码率的八元 LDPC 码,其余参数与预设参数一致,选择不同的内迭代次数进行仿真,系统误比特率如图 6 所示。

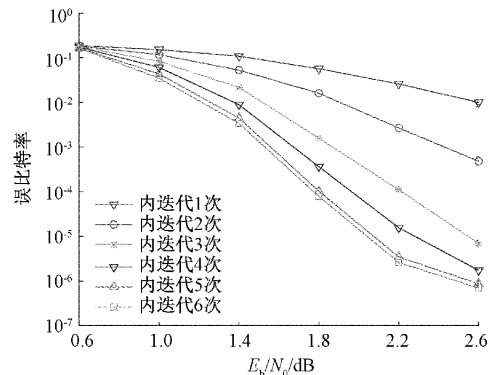


图 6 内迭代次数对系统的影响

由图 6 可知,信噪比相同时,随着内迭代次数的增加,系统的误比特率有所改善,内迭代次数从 1 次增加到 5 次时特别明显,在误比特率为 10^{-3} 时,5 次比 2 次迭代有 0.8 dB 左右的提升,大于 5 次时,曲线逐渐收敛,系统性能提升较小,内迭代 5 次和 6 次达到 10^{-6} 的性能时,只有 0.06 dB 的提升。而且系统运算开销和总迭代次数相关,总迭代次数=内迭代次数×外迭代次数,内迭代次数上升到一定量时,系统误比特率达到了一个错误平台,误比特性能不再增长。基于性能和复杂度的综合考虑,选择内迭代 5 次作为优化后的参数。

3.5 多元 LDPC-CPM 系统中外迭代次数

在多元 LDPC-CPM 系统中,引入 Turbo 迭代机制提升性能,外迭代次数在外信息交换过程中起着重要作用。外码为 1 152 信息位长,1/2 码率的八元 LDPC 码,内迭代次数为 5 次,其余参数与预设参数一致,选择不同的外迭代次数进行仿真,系统误比特率如图 7 所示。

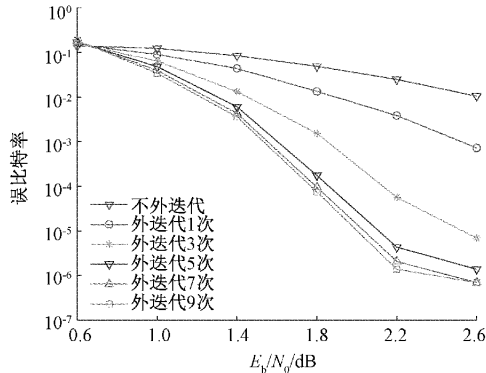


图 7 外迭代次数对系统的影响

由图 7 可知,随着外迭代次数的增多,中高信噪比相同时,系统的误比特率得到明显改善,在外迭代次数从 0~5 时尤其显著,在误比特率为 10^{-5} 时 5 次比 3 次迭代有 0.45 dB 的提升。随着外迭代次数的增多,系统性能趋于收敛状态,外迭代次数从 7 变到 9,误比特率为 10^{-6} 时,只有 0.02 dB 的提升。由于内迭代次数固定为 5 次,外迭代次数增加到 9 次时,总迭代次数将会增加 10 次,继续提升外迭代次数无法获得较大性能提升,还会提升运算量和系统时延。权衡考虑,选择外迭代次数为 7 次。

在信噪比为 0.6 dB 时,随着外迭代次数的增多,系统的误比特性能反而变差,这是由于在预设参数中未加入加权处理而导致的正反馈现象。在下一小节将针对这种现象进行进一步优化。

3.6 多元 LDPC-CPM 系统中交织与加权

交织器的作用是最大化信道传输过程中的不规则性^[21],最大程度分散信道传输过程中的突发错误,从而降低误码概率。常见的交织器可分为规则交织器和随机交织器^[22],规则交织器实现简单,但在低重码字较多的情况无法改善系统性能,随机交织能有效降低码字之间的关

联性,提高系统性能。本文选择伪随机交织器进行符号交织。

加权处理的作用是抑制正反馈现象,加权参数和交织深度、信噪比有关,信噪比为 0.6 dB 时正反馈现象较为明显,文献[15]证明 $a=0.9, b=0.01$ 时,抑制正反馈现象较好。外码为 1 152 信息位长,1/2 码率的八元 LDPC 码,内迭代次数为 5 次,外迭代次数为 7 次,其余参数与预设参数一致,加入交织和加权进行仿真,系统误比特率如图 8 所示。

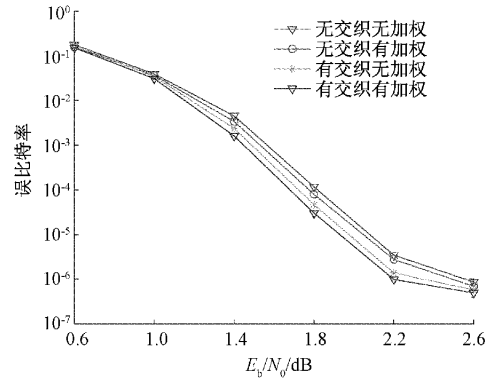


图 8 交织和加权对系统的影响

由图 8 可知,对系统进行单加权处理,低信噪比时整体性能提升近 0.08 dB;对系统进行单交织处理,仍存在正反馈现象,但误比特率达到了 10^{-5} 时,系统性能提升近 0.2 dB,因为 LDPC 码自带交织特性,但校验矩阵采用了 QC 构造法,通过降低码字的规则性换取较低的复杂度,加入交织器能弥补一些因为编码而损失的性能;对系统同时进行加权和交织处理,发现比单个技术效果更好,在高信噪比的情况下,相较于未交织和未处理的系统,在误比特率达到了 10^{-6} 时,性能有 0.3 dB 左右的提升。本文选择加入交织和加权处理来改善系统的性能。

3.7 CPM 调制指数

调制指数 h 是影响 CPM 信号中相位函数 $\varphi(t, \alpha) = 2\pi h \sum_{i=0}^n \alpha_i q(t - iT)$ 的重要参数,大小关系 CPM 信号带宽的窄宽。外码为 1 152 信息位长,1/2 码率的八元 LDPC 码,内迭代次数为 5 次,外迭代次数为 7 次,加入交织与加权处理,其余参数与预设参数一致,选择 1/4、1/3、1/2 的调制指数进行仿真,系统误比特率如图 9 所示。

由图 9 可知,相同信噪比的情况下,随着调制指数增大,系统的误比特性能逐渐变好,误比特率为 10^{-5} 时,1/2 的调制指数相较于 1/3 的调制指数有接近 0.3 dB 的提升。调制指数较小时,信号占用的频带变窄,频带利用率变高,但调制指数为 $h=m/P$,系统的状态数为 $P \times M^{(L-1)}$,当调制指数 h 减小时分母 P 增大,系统的状态数会呈倍数增多,增加解调器的复杂度,并且小的调制指数会导致系统性能下降。当调制指数较大时,能够带来较好的性能,但

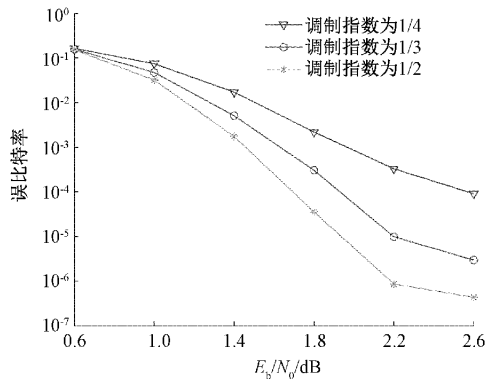


图 9 CPM 调制指数对系统的影响

频带利用率低,而且会带来较大的分母,导致状态数变多,但如果选择合适的分母就能保证性能,又不会使系统复杂度过高。综合考虑系统性能和复杂度,选用调制指数为 1/2 作为优化后的参数。

3.8 CPM 关联长度

关联长度 L 是关于脉冲成型函数的参数,同样是 CPM 中较为重要的参数。 $L=1$ 时称为“全响应 CPM”,表示符号间不存在铰链, $L>1$ 时称为“部分响应 CPM”,表示符号间存在铰链,能够改善误码性能。 L 的大小与 CPM 功率谱密度密切相关,外码为 1 152 信息位长,1/2 码率的八元 LDPC 码,内迭代次数为 5 次,外迭代次数为 7 次,加入交织与加权处理,CPM 调制指数为 1/2,其余参数与预设参数一致,选择 1、2、3 和 4 的关联长度进行仿真,系统误比特率如图 10 所示。

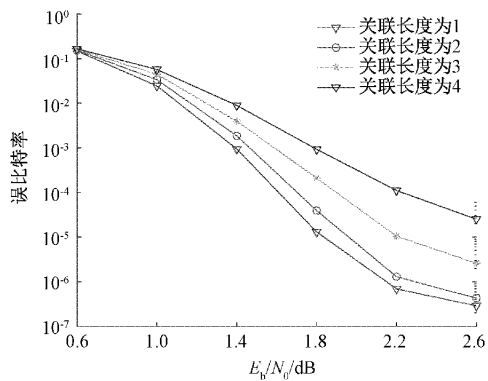


图 10 CPM 关联长度对系统的影响

由图 10 可知,相同信噪比的情况下,随着关联长度的增大,系统的性能反而降低, $L=1$ 相较于 $L=3$ 和 $L=4$ 在误比特率为 10^{-5} 时,有 0.4 dB 和 0.9 dB 的提升。 $L=1$ 时系统性能最好,信噪比达到 2.6 dB 时,误比特率接近 2×10^{-7} ,但 $L=1$ 是一种理想情况,在实际通信中不可行,而且关联长度过小时,系统频带利用率较低,当关联长度变大时,性能有所下降,CPM 状态数迅速变多,但能使信号占用的带宽变窄,提高频带利用率,且能在硬件中实现。

$L=2$ 与 $L=1$ 的性能在误比特率为 10^{-6} 时,只有 0.1 dB 左右的损失,其与 $L=3$ 在误比特率为 10^{-5} 时相比,有接近 0.3 dB 的差距。综合考虑系统误比特性能、频带利用率和复杂度,选择关联长度为 2 作为优化后的参数。

3.9 CPM 脉冲成型函数

脉冲成型函数与 CPM 的频谱特性有关,目前常用的两种脉冲成型函数为:矩形(rectangular, REC)脉冲和 RC 脉冲。外码为 1 152 信息位长,1/2 码率的八元 LDPC 码,内迭代次数为 5 次,外迭代次数为 7 次,调制指数为 1/2,关联长度为 2,选择 REC 脉冲和 RC 脉冲进行仿真,系统误比特率如图 11 所示。

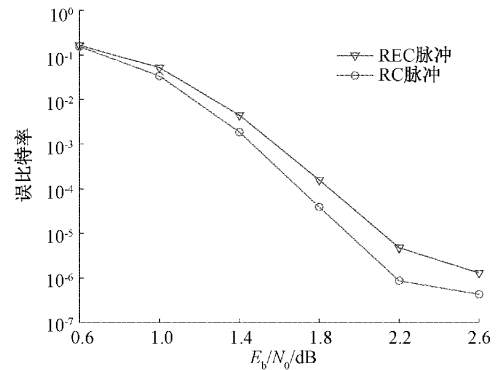


图 11 CPM 脉冲成型函数对系统的影响

如图 11 所示,2REC 脉冲相比 2RC 脉冲性能较差,误比特率达到 10^{-6} 时,2RC 脉冲比 2REC 脉冲提升近 0.4 dB,频带利用率比 2REC 脉冲更高,能更好的抑制带外辐射。因此,本文选择 RC 脉冲作为优化后的参数。

3.10 多元 LDPC-CPM 系统优化结果

对优化后参数的系统与预设参数进行仿真对比,系统误比特率如图 12 所示。

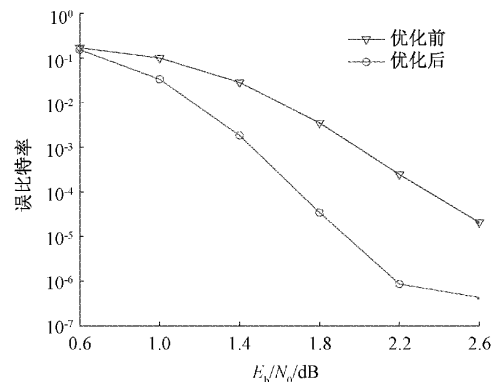


图 12 优化前后对比

由图 12 可知,在中高信噪比的情况下,与优化前相比,优化后系统的误比特率有 1~1.2 dB 的提升,且随着信噪比的升高性能曲线逐渐收敛于 4.3×10^{-7} 。这表明本文提出性能逐步收敛的参数优化方法能有效的改善系统性

能,由于多元 LDPC 译码算法采用的是改进型的 Mixed-Log-FFT-BP 算法,优化后 CPM 状态数只有 16,系统复杂度很低。仿真结果证明了提出的优化方法能够有效改善系统性能。

4 结 论

本文在解调译码算法和系统参数设计方面进行优化,提出了一种多元 LDPC-CPM 优化方法,提升了系统性能并降低了实现复杂度。

针对传统多元 LDPC 码译码复杂度过高,设计了一种改进型 Mixed-Log-FFT-BP 算法,通过去除加法和查表运算时对数似然比的求解,与传统 BP 类译码算法相比,以较低的性能损失显著降低了译码复杂度,系统易于硬件实现。

针对多元 LDPC-CPM 参数过多且相互影响,提出了一种性能逐步收敛的参数优化方法。依次对外码参数、外信息处理参数、CPM 参数进行优化和固定。仿真结果表明,与优化前的系统相比,优化后的系统在中高信噪比下有 1~1.2 dB 的提升。

本文提出的优化方法能改善多元 LDPC-CPM 系统的性能和复杂度,但对于需要速率更快,延时更低的卫星通信、深空通信系统而言,还需要继续寻找性能更优、复杂度更低的译码和参数优化方法。

参考文献

- [1] LIU M, YU Z, LU Q, et al. LDPC coded non-recursive GMSK system with quasi-coherent demodulation[C]. Proceeding of 91st IEEE Vehicular Technology Conference, 2020:1-5.
- [2] 杨大伟,王红星,刘传辉,等.基于连续相位调制的椭圆球面波多载波索引调制[J].电子科技大学学报,2022,51(1):65-72.
- [3] 孙锦华,李梦良,吴小钧.连续相位调制和 Turbo 乘积码的串行级联系统设计[J].西安交通大学学报,2012,46(4):88-93.
- [4] GUO Z, CAO L. Serially concatenated continuous phase modulation with SOVA Turbo decoding[C]. Proceeding of IEEE SoutheastCon, 2022:605-610.
- [5] 王兰珠,李锦明.基于 FPGA 的 LDPC 译码器的设计与实现[J].电子测量技术,2022,45(1):22-27.
- [6] NOOR A R, LIU Z, GUAN Y, et al. Finite-length performance analysis of LDPC coded continuous phase modulation [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(10): 12277-12280.
- [7] XUE R, ZHAO D, XIAO C. Power and bandwidth efficient LDPC coded CPM with iterative decoding[C]. Proceeding of 12th IEEE International Conference on Communication Technology, 2010: 1019-1022.
- [8] SHEN C, BING L, BAI B. Design of LDPC coded CPM over burst-error channels[C]. Proceeding of 83rd IEEE Vehicular Technology Conference, 2016: 1-5.
- [9] NAOUR A, JANIN E, POULLIAT C. New perspectives for coded continuous phase modulations for narrowband waveforms: Iterative versus non-iterative solutions[C]. Proceeding of IEEE Military Communications Conference, 2017: 489-494.
- [10] FORUHANDEH M, UYSAL M, ALTUNBAS I, et al. Optimal choice of transmission parameters for LDPC-Coded CPM[C]. Proceeding of IEEE Military Communications Conference, 2014: 368-371.
- [11] CHEN C, BAI B, SHI G, et al. Nonbinary LDPC codes on cages: Structural property and code optimization [J]. IEEE Transactions on Communications, 2015, 63(2): 364-375.
- [12] WANG F, ZHAN M, ZHANG Q, et al. A low-complexity EMS algorithm with dynamic message truncation for Non-Binary LDPC codes [C]. Proceeding of 13th IEEE International Conference on Information Technology and Electrical Engineering, 2021: 5-9.
- [13] RONG B, JIANG T, LI X, et al. Combine LDPC codes over GF (q) with q-ary modulations for bandwidth efficient transmission [J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2008, 54(1): 78-84.
- [14] MENG J, ZHAO D, ZHANG L. Design and analysis of non-binary LDPC-CPM system for hybrid check matrix construction algorithm of WSN[J]. Sensors, 2018, 18(8): 2418-2436.
- [15] 薛睿,魏强,徐锡超.多元 LDPC-CPM 系统中动态迭代停止算法[J].系统工程与电子技术,2015,37(1):169-174.
- [16] 宿晨庚,黄勤,刘旭楠.北斗卫星导航系统多进制 LDPC 编码性能评估[J].国防科技大学学报,2019,41(4):121-128.
- [17] 黄留群.交叉型实时 QC-LDPC 码的设计与 FPGA 实现[J].电子测量技术,2020,43(14):177-181.
- [18] 吴飞宇,向前,张倩武,等.应用 VDE 的 QPSK-CPM 扩频系统多用户检测算法[J].电子测量技术,2022,45(8):168-172.
- [19] ZHANG Y, LI Q, HUANG L, et al. Optimal design of cascade LDPC-CPM system based on bionic swarm optimization algorithm [J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2018, 64(3): 762-770.
- [20] 杨建超.甚低频通信中多元 LDPC-CPM 系统同步技术研究[D].哈尔滨:哈尔滨工程大学,2020.
- [21] WANG M, ZHAN M, YU K, et al. Application of bit inter-leaving to convolutional codes for short packet transmission[C]. Proceeding of IEEE International Conference on Industrial Cyber Physical Systems, 2019: 425-429.
- [22] 刘铭权,叶展.串行级联连续相位调制性能仿真分析[J].电子测量技术,2021,44(21):139-144.

作者简介

周乐佳,硕士研究生,主要研究方向为信道编码调制、卫星通信等。

E-mail: 499615377@qq.com

叶展(通信作者),博士,教授,主要研究方向为信道编码调制、卫星通信、数字信号处理等。

E-mail: yezhi5223@163.com