

低信噪比下 RSC 码快速迭代寻优识别算法

吴昭军¹, 张立民¹, 钟兆根², 孙雪丽²

(1. 海军航空大学信息融合研究所, 山东烟台 264001; 2. 海军航空大学航空基础学院, 山东烟台 264001)

摘 要: 为了解决现有算法在 RSC 码多项式参数识别过程中, 实时性不好和容错性差两大缺点, 提出了具有低信噪比适应能力的 RSC 码快速迭代识别算法. 首先根据 RSC 码元之间的线性约束关系, 定义了双曲正切符合度概念, 该概念能够表征在某一多项式参数下, 截获码元之间的线性关系成立的可能性大小; 其次将截获码元总的双曲正切符合度值作为代价函数, 然后将待识别的多项式参数的概率值作为代价函数自变量, 从而将 RSC 码参数识别问题转化为多元函数极大值求解问题; 最后利用变步长梯度上升方法, 在有限次的迭代下, 完成在连续概率空间中代价函数极大值求解, 最终完成 RSC 码参数识别. 提出的算法收敛速度快且稳定, 除了具有较强的低信噪比适应能力外, 其计算量与编码器寄存器个数以及码元路数成平方倍数增长. 仿真实验表明: 提出的算法最多在第 5 次迭代时, 就能完成参数的收敛, 同时低信噪比的适应能力较强, 即使在 0dB 条件下, RSC 码多项式参数识别率能达到 90% 以上; 与现有的相关算法相比, 所提算法的低信噪比适应能力提高了近 3dB, 同时完成一次参数识别的时间大大降低.

关键词: RSC 码; 双曲正切符合度; 变步长; 梯度上升法; 识别

中图分类号: TN911.7 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2019)07-1566-09

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2019.07.023

Fast Iterative Recognition of RSC Encoder at Low SNR

WU Zhao-jun¹, ZHANG Li-min¹, ZHONG Zhao-gen², SUN Xue-li²

(1. Department of Information Fusion, Naval Astronautical University, Yantai, Shandong 264001, China;

2. School of Aviation Basis, Naval Astronautical University, Yantai, Shandong 264001, China)

Abstract: In order to solve the defects which are poor error tolerance and large amount of calculation in current algorithms in recognition of the RSC encoder, a fast iterative recognition algorithm which has excellent performance was proposed. Firstly, according to the linear constraint relation between RSC symbols, the concept of hyperbolic tangent conformation was defined; this can measure the possibility of the linear relationship between the symbols under a certain polynomial parameter. Secondly, the total hyperbolic tangent coincidence value of the intercepted symbol was used as a cost function, and then the probability value of the polynomial parameters were regarded as the cost function independent variable and the problem of RSC code identification was transformed into the maximum value of the multivariate function. Finally, the variable step gradient method was used to solve the maximum value of the cost function in the continuous probability space at the finite iteration. The proposed algorithm has a fast and stable convergence speed. In addition to the strong adaptive ability of low SNR, the computational complexity increases squarely with the number of encoder registers and the number of symbols. The simulation experiment showed that the proposed algorithm could achieve the convergence of the parameters at most fifth iterations, while have strong ability to suit to the low SNR. Even the SNR is 0dB, the correct identification rate of RSC code can reach more than 90%. Compared with the existing algorithm, the proposed algorithm improved the adaptive capacity of low SNR by nearly 3dB, at the same time, the time consuming is greatly reduced.

Key words: recursive systematic convolutional (RSC) codes; hyperbolic tangent conformation; variable step size; gradient ascent method; recognition

1 引言

目前现代通信系统中广泛采用数字通信,为了提高数字通信的可靠性,往往采用信道编码的方法,通过增加冗余信息,利用冗余信息与传输码元之间的线性约束关系,从而实现纠错和检错.对于非合作方和通信监听方而言,信道编码参数是重要的分析识别内容.在信道编码中,Turbo 码是一类重要的编码方式,目前仍然广泛应用于卫星通信以及深空探测等领域^[1].在 Turbo 码的编码结构中,递归系统卷积码(Recursive System Convolutional, RSC)被作为其分量编码器,所以 RSC 码的识别是 Turbo 码识别的重要内容之一,同时也是后续交织器识别的前提条件^[2-4].

目前针对 RSC 码的识别算法按识别采用的码元类型,分为基于二元域和实数域两个大类.基于二元域的识别算法主要有解线性方程组方法、欧几里得算法、快速双合冲算法以及 Walsh-Hadamard 变换^[5].解线性方程组的方法^[6]利用了码元之间的约束关系,通过二元域中高斯消元方法,能够实现参数的快速识别,但是该方法的容错能力很差,一旦出现误码,线性方程组将出现误解;欧几里得算法^[7]和快速双合冲算法^[8]在参数的识别过程中虽然所需的数据量和计算复杂度较低,但是还是难以克服误码对算法的影响;为了增强参数识别对误码的鲁棒性,文献[9]提出了 Walsh-Hadamard 变换,这种算法充分考虑了误码的影响,将方程成立个数与不成立个数之差作为多项式参数的评价标准,但是由于需要在多项式闭集中遍历识别,所以其计算量随着多项式寄存器个数成指数倍增加;文献[10]借鉴了遗传的算法思想,在一定程度上减少了 Walsh-Hadamard 变换算法的计算量,但算法的性能随着误码和寄存器个数的增加而急剧下降.为了提高参数识别在低信噪比下的适应能力,同时将丰富的信号处理手段应用到参数的识别中,不少学者将 RSC 码识别算法从二元域扩展到了实数域中,文献[11]首次提出了基于 EM 算法下的 RSC 码识别方法,但是其计算量随着寄存器个数成指数倍增加,同时算法不稳定,容易发散;文献[12]中通过构建误差平方代价函数,每次迭代中,通过求取代价函数的偏导数并令其等于 0,解算出多项式系数,相较于 EM 算法,文献[12]提出的算法计算量大大减少,但是对低信噪比的适应能力还是不强,往往第一次迭代出来的参数就决定了最终的参数;为了克服文献[12]中缺点,文献[13]直接在多项式闭集中遍历参数,通过求取代价函数最大值所对应的多项式,从而完成识别.然而该算法本质上与 Walsh-Hadamard 算法一样,虽然在低信噪比下容错性能要好于 Wash-Hadamard 算法,但随着估计的参数增加,算法运算量成指数倍增

加.综合前人的工作来看,现有的 RSC 码识别算法性能可靠、高效的两方面要求的差距还很大.

鉴于此,本文提出了一种在低信噪比下,RSC 码多项式参数快速迭代盲识别算法.该方法首先建立起有关多项式系数的代价函数,将 RSC 码参数的识别问题转换为多元函数的极值求取问题,采用变步长的梯度上升方法,完成参数的识别.该方法迭代收敛速度快,具有较强的低信噪比适应能力,并且计算复杂度与寄存器个数成线性增加.仿真结果表明:在信噪比为 0dB,迭代次数少于 5 次的条件下,算法能够达到 90% 以上识别率;与同类算法相比,完成一次参数识别所消耗的时间大大减少.

2 RSC 码识别模型建立

RSC 码编码结构中由于存在着反馈部分,使得编码序列具有良好的距离特性,所以 RSC 码常用作 Turbo 码的内联码.图 1 所示为 Turbo 码编码器的结构,图 2 所示的为 1/2 码率的 RSC 码编码结构.

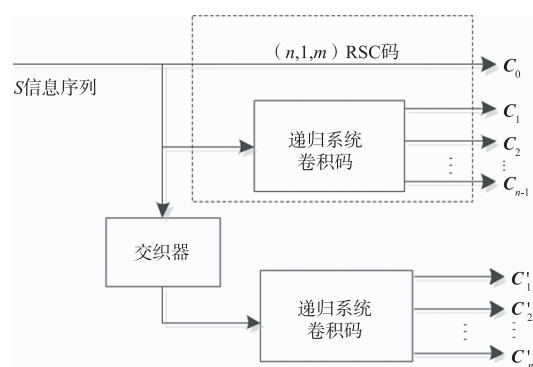


图1 Turbo码编码器结构

图 1 中 s 为待编码的信息序列, c_i 与 c'_i ($0 \leq i < n$) 为编码后的序列,编码序列经过复合结构,并行数据转化为串行输出,经过调制后发送.

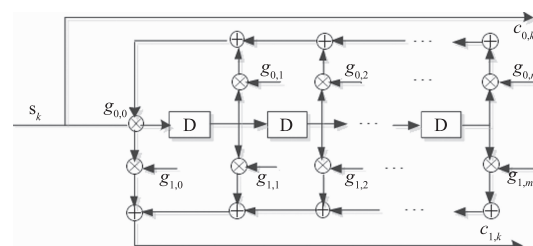


图2 1/2码率的RSC码编码结构

图 2 中, s_k 为 k 时刻的信道待编码的信息码元, $c_{0,k}$ 为 k 时刻的编码系统码元, $c_{1,k}$ 为 k 时刻增加的冗余码元,系数 $\{g_{0,0}, g_{0,1}, \dots, g_{0,m}\}$ 为 RSC 码反馈多项式系数, $\{g_{1,0}, g_{1,1}, \dots, g_{1,m}\}$ 为前向多项式系数,将图 2 中的编码关系以多项式的形式表示出来,得到:

$$C_0(D) = S(D) \quad (1)$$

$$C_1(D) = S(D) \cdot G_1(D) / G_0(D) \quad (2)$$

式(1)与式(2)中, $S(D)$ 为信息序列多项式; $C_0(D)$ 和 $C_1(D)$ 分别为第一路和第二路的编码码元多项式; $G_0(D)$ 与 $G_1(D)$ 分别为反馈多项式与前向多项式, 将其分别展开得到:

$$S(D) = s_0 + s_1 \cdot D + \cdots + s_\tau \cdot D^\tau \quad (3)$$

$$C_0(D) = c_{0,0} + c_{0,1} \cdot D + \cdots + c_{0,\tau} \cdot D^\tau \quad (4)$$

$$C_1(D) = c_{1,0} + c_{1,1} \cdot D + \cdots + c_{1,\tau} \cdot D^\tau \quad (5)$$

其中 τ 为编码序列持续的时间.

$G_0(D)$ 与 $G_1(D)$ 展开为:

$$G_0(D) = g_{0,0} + g_{0,1} \cdot D + \cdots + g_{0,m} \cdot D^m \quad (6)$$

$$G_1(D) = g_{1,0} + g_{1,1} \cdot D + \cdots + g_{1,m} \cdot D^m \quad (7)$$

联立式(1)与式(2)可以得到:

$$C_1(D) \cdot G_0(D) \oplus C_0(D) \cdot G_1(D) = 0 \quad (8)$$

其中, 符号 \oplus 表示二元域中的加.

从式(8)可知, 当多项式系数正确, 并且编码多项式序列 $G_0(D)$ 与 $G_1(D)$ 没有误码时, 它们之间存在着线性约束关系, 这种线性约束关系是后续建立代价函数, 实现快速迭代寻优的理论依据.

本文假定 Turbo 码的码率、码长已经完成了识别, 实际上针对 Turbo 码码率、码长等参数的识别文献[14-16]提出了基于矩阵分析下的识别方法, 该方法在误码较小或是信噪比较大时, 具有较强的工程实用能力; 当误码增加或是信噪比减小时, 文献[17]可以利用归零 Turbo 码数据结构特点, 实现高误码率码长、码率以及帧同步识别. 所以本文将重点放在了在低信噪比条件下, 利用截获的软判决编码序列, 完成 RSC 码编码多项式参数的快速识别.

3 RSC 码快速迭代识别算法

3.1 代价函数的建立

同样以常用 1/2 码率的 RSC 码为例, 当获得的码元没有误码时, 编码码元要满足式(8)的约束条件, 将式(8)在时刻 t 时, 一个编码约束关系中展开, 可以得到:

$$\sum_{i=0}^m c_{0,t-i} \cdot g_{1,i} \oplus \sum_{i=0}^m c_{1,t-i} \cdot g_{0,i} = 0 \quad (9)$$

式(9)中, m 为寄存器的个数, 同时 t 满足条件 $t \geq i$.

从式(9)可知, 当编码约束关系成立时, $c_{0,t-i} \cdot g_{1,i}$ 与 $c_{1,t-i} \cdot g_{0,i}$ 等于 1 个数必须为偶数, 这样才能在二元域中相加等于 0. 为了衡量 $c_{0,t-i} \cdot g_{1,i}$ 与 $c_{1,t-i} \cdot g_{0,i}$ 取值为 1 的概率, 定义二者的似然比如下:

$$LLR_{t,i}^1 = \frac{1 - P(c_{1,t-i} \cdot g_{0,i} = 1)}{P(c_{1,t-i} \cdot g_{0,i} = 1)} \quad (10)$$

$$LLR_{t,i}^0 = \frac{1 - P(c_{0,t-i} \cdot g_{1,i} = 1)}{P(c_{0,t-i} \cdot g_{1,i} = 1)} \quad (11)$$

式(10)与式(11)中, $0 \leq i \leq t$.

将待识别的多项式系数以概率的形式表征, 即: $P(g_{0,i})$ 与 $P(g_{1,i})$ (其中, $0 \leq i \leq m$) 表示 $g_{0,i}$ 与 $g_{1,i}$ 取值为 1 的概率. 由于码元之间分别为随机序列, 可以近似为统计独立, 故 $LLR_{t,i}^0$ 与 $LLR_{t,i}^1$ 可以进一步转化为:

$$LLR_{t,i}^0 = \frac{1 - P(c_{0,t-i} = 1) \cdot P(g_{1,i})}{P(c_{0,t-i} = 1) \cdot P(g_{1,i})} \quad (12)$$

$$LLR_{t,i}^1 = \frac{1 - P(c_{1,t-i} = 1) \cdot P(g_{0,i})}{P(c_{1,t-i} = 1) \cdot P(g_{0,i})} \quad (13)$$

由式(12)和式(13)可知, 当 $P(c_{x,t-i} = 1) \cdot P(g_{1-x,i}) \rightarrow 0$, $LLR_{t,i}^x \rightarrow +\infty$; 反之, 当 $P(c_{x,t-i} = 1) \cdot P(g_{1-x,i}) \rightarrow 1$, $LLR_{t,i}^x \rightarrow 0$, 其中 $x = 0, 1$.

为了便于后续的处理, 利用双曲正切函数, 将似然比限定在 -1 与 1 之间, 在似然比的基础上进一步定义双曲正切符合度值, 即:

$$F_{t,i}^x = \tanh(\gamma \cdot (LLR_{t,i}^x - 1)) \quad (14)$$

其中, x 取值为 0 或 1, γ 为常数, γ 越大, 双曲正切函数变换越陡峭, 在本文中取 $\gamma = 5$.

式(14)中, 当 $P(c_{x,t-i} = 1) \cdot P(g_{1-x,i}) \rightarrow 0$, $F_{t,i}^x \rightarrow 1$; 反之, 当 $P(c_{x,t-i} = 1) \cdot P(g_{1-x,i}) \rightarrow 1$, $F_{t,i}^x \rightarrow -\tanh(\gamma)$. 当式(9)的线性关系成立时, 则 $F_{t,i}^x$ 中接近于 $-\tanh(\gamma)$ 的个数为偶数. 如果将一个编码约束长度里的 $F_{t,i}^x$ 值相乘, 得到的结果将大于 0, 且越接近于 1, 成立的可靠性越大, 所以时刻 t 的码元约束关系符合度定义为:

$$F_t = \prod_{i=0}^m F_{t,i}^0 \cdot \prod_{i=0}^m F_{t,i}^1 \quad (15)$$

同时需要注意的是 $|\tanh(\gamma)| < 1$, 当 $P(c_{x,t-i} = 1) \cdot P(g_{1-x,i}) \rightarrow 1$ 的个数越多, 则 F_t 越小; 由于 $P(c_{x,t-i} = 1)$ 是随机的, 而 $P(g_{1-x,i})$ 最大取值为 1, 故 F_t 的最大值取决于实际生成多项式参数中 1 的个数, 不妨设 $weight(\mathbf{G})$ 为反馈多项式与前向多项式系数中 1 的个数, 则随着 $weight(\mathbf{G})$ 的增加, F_t 取到的最大值将减少.

将每一时刻的符合度值求和, 就能够表征在概率 $P(g_{0,i})$, $P(g_{1,i})$ 下, 总的双曲正切符合度值, 即:

$$F = \sum_{t=0}^{\tau} \prod_{i=0}^m F_{t,i}^0 \cdot \prod_{i=0}^m F_{t,i}^1 \quad (16)$$

将 F 作为代价函数, 那么满足 F 最大的多项式系数, 即估计的多项式系数取值为 1 的概率, 即:

$$\hat{P}(\mathbf{G}) = \underset{P(\mathbf{G})}{\operatorname{argmax}} (F) \quad (17)$$

式(17)中, $P(\mathbf{G})$ 代表生成多项式系数矩阵中元素取值为 1 的概率.

式(16)中 F 是关于生成多项式参数取值概率的多元函数, 当多项式参数等于 1 的概率取值正确时, F 取到极大值. 由此, RSC 码多项式参数的估计转换为多元函数求取极值问题, 本文采用梯度上升法来估计 RSC 码多项式参数.

3.2 迭代更新方法

将代价函数 F 看作以多项式系数取值概率的多元函数,先将代价函数 F 对待识别参数求取梯度,得到:

$$\frac{\partial F}{\partial P(g_{1,u})} = \sum_{t=0}^{\tau} \prod_{i \neq u}^m F_{t,i}^0 \cdot \prod_{i=0}^m F_{t,i}^1 \cdot \frac{\partial F_{t,u}^0}{\partial P(g_{1,u})} \quad (18)$$

$$\frac{\partial F}{\partial P(g_{0,u})} = \sum_{t=0}^{\tau} \prod_{i \neq u}^m F_{t,i}^0 \cdot \prod_{i=0}^m F_{t,i}^1 \cdot \frac{\partial F_{t,u}^1}{\partial P(g_{0,u})} \quad (19)$$

式中 u 表示多项式参数的标号,满足 $0 \leq u \leq m$.

由式(14) $F_{t,u}^0$ 和 $F_{t,u}^1$ 的表达式,进一步得到:

$$\frac{\partial F_{t,u}^1}{\partial P(g_{0,u})} = \gamma(1 - \tanh^2(LLR_{t,i}^1 - 1)) \cdot \frac{\partial LLR_{t,i}^1}{\partial P(g_{0,u})} \quad (20)$$

$$= -\gamma(1 - \tanh^2(LLR_{t,i}^1 - 1)) \cdot \frac{1}{P(c_{1,t-u}=1)P^2(g_{0,u}[k-1])} \quad (21)$$

$$\frac{\partial F_{t,u}^0}{\partial P(g_{1,u})} = \gamma(1 - \tanh^2(LLR_{t,i}^0 - 1)) \cdot \frac{\partial LLR_{t,i}^0}{\partial P(g_{1,u})} \quad (22)$$

$$= -\gamma(1 - \tanh^2(LLR_{t,i}^0 - 1)) \cdot \frac{1}{P(c_{0,t-u}=1)P^2(g_{1,u}[k-1])} \quad (23)$$

表达式(21)与(23)中, $g_{0,u}[k-1]$ 与 $g_{1,u}[k-1]$ 表示第 $k-1$ 次迭代中多项式 $g_{0,u}$ 与 $g_{1,u}$ 的取值.

由此,得到多项式系数迭代更新的方法

$$P(g_{0,u}[k]) = P(g_{0,u}[k-1]) + \mu \cdot \frac{\partial F}{\partial P(g_{0,u})} \quad (24)$$

$$P(g_{1,u}[k]) = P(g_{1,u}[k-1]) + \mu \cdot \frac{\partial F}{\partial P(g_{1,u})} \quad (25)$$

在迭代过程中, $P(c_{0,t-u}=1)$ 与 $P(c_{1,t-u}=1)$ 的值可以采用后验概率替代,假定信道环境为高斯白噪声,设 $a_{0,t-u}$ 与 $a_{1,t-u}$ 分别为第一路和 second 路截获的软判决码元信息;设定在高斯白噪声信道中,调制方式为 2PSK, 0,1 码元在星座图中映射为: $-A, A$, 其中 A 为载波幅度. 可得到后验概率计算表达式如式(26)所示.

$$P(c_{x,t-u} = 1 | a_{t+i}^k) = \frac{e^{\frac{\sigma^2}{2} A a_{x,t-u}}}{e^{\frac{\sigma^2}{2} A a_{x,t-u}} + 1} \quad (26)$$

式(26)中 σ^2 为噪声方差,在 2PSK 调制条件下,与信噪比 SNR 的关系为:

$$SNR = 10 \cdot \lg\left(\frac{A^2}{2\sigma^2}\right) \quad (27)$$

在通信仿真中,载波的幅度值 A 一般设定为 1. 需要注意的是,在实际工程中,为了最大化利用线性约束关系,RSC 码反馈多项式与前向多项式系数中第一个和最后一个参数一般为 1,故在初始的参数设定中,可设定 $g_{0,0}[0] = g_{0,m}[0] = 1, g_{1,0}[0] = g_{1,m}[0] = 1$;其它的

编码参数概率设定为 0.5. 同时当迭代过程中参数的取值大于 1 时,可直接将参数限定为 1,反之小于 0 时,限定为 0.

3.3 步长因子的选取

在多项式参数的迭代更新中,步长因子 μ 非常重要,因为它直接关系到参数是否收敛以及收敛的快慢程度. 综合考虑识别率以及收敛速度两个方面,本文采用变步长的方法,在刚开始迭代中步长最大,然后随着迭代的进行,步长逐渐减少,直到减少到零. 设最大迭代次数为 $iter$,采用步长 μ 与迭代次数的函数关系为:

$$\mu = \alpha \cdot (1 - e^{-\beta(iter-k)^2}) \quad (28)$$

式(28)中, α 值决定了最大步长值,在 β 值一定时,第一次迭代时的步长值接近于 α 值;而 β 值在迭代过程中,决定了初始步长值接近于 α 的程度以及步长在迭代过程中的变化快慢情况.

3.4 算法的实现步骤

由 3.2 节与 3.3 节中的分析,以及将 RSC 码参数识别问题转化为求取所构建代价函数得极值问题. 利用变步长的梯度上升法可以得到 RSC 码编码器生成多项式参数的识别步骤如下.

步骤 1: 设定最大迭代次数 $iter$, 初始化多项式系数概率值(其中 $g_{0,0} = g_{0,m} = g_{1,0} = g_{1,m} = 1$, 其它参数初值设定为 0.5);

步骤 2: 利用截获的软判决信息以及信噪比强弱,按式(26)计算码元的后验概率值,同时赋初值 $k = 1, u = 1$;

步骤 3: 按照式(28)计算第 k 次迭代的步长值 μ , 求解梯度 $\frac{\partial F}{\partial P(g_{1,u})}$ 与 $\frac{\partial F}{\partial P(g_{0,u})}$, 按照式(24)与式(25)更新多项式系数概率,得到 $P(g_{0,u}[k]), P(g_{1,u}[k])$, 同时 $u = u + 1$, 直到 $u > m$;

步骤 4: 如果 $k < iter$, 则 $k = k + 1, u = 1$, 跳转到步骤 3, 否则输出 $P(g_{1,i})$ 与 $P(g_{0,i})$, ($0 \leq i \leq m$), 完成参数识别.

在上述过程中,同时适用于码率为 $1/n$ 的情况,识别方法为将码率为 $1/n$ 码元拆分成 $n-1$ 个码率为 $1/2$ 的 RSC 码,然后利用上述的识别步骤依次完成参数的识别.

3.5 算法计算复杂度分析

不妨设截获的码元长度为 L , 估计的编码器个数为 m , 码率为 $1/n$, 最大迭代次数为 $iter$, 则在每一次迭代过程中,需要计算 $n \cdot (m-1)$ 次梯度,每一次梯度计算需要进行 $2 \cdot (m+1) \cdot (n-1) \cdot L$ 次乘和 $4 \cdot (m+1) \cdot (n-1) \cdot L$ 次加,所以本文的算法乘法与加法复杂度近似为 $O(n^2 m^2 iter)$; 而 Walsh-Hadamard 变换通过遍历闭集中所有的可能解来完成进行识别,其计算复杂度为

$O(2^{2 \cdot (m+1)n})$; 文献[13]首先将闭集中的参数进行了筛选, 构建出 RSC 码多项式库, 虽然减少了一定的遍历过程, 但是与闭集中解空间大小成正比, 其计算复杂度近似为 $O(2^{2 \cdot (m+1)n})$; 文献[18]提出的基于软判决的识别算法, 参数识别过程中需要进行 $N(2^{n(m+1)} - 1)$ 次比较运算和 $N - 1$ 次的向量加法运算, 其中 N 为构建的编码方程数目; 文献[19]是 Walsh-Hadamard 算法的改进, 借鉴了 FFT 算法的思想, 采用了一种蝶形变换, 使得 Walsh-Hadamard 算法的计算量降为 $O(m + 1)n \cdot 2^{(m+1)n}$.

分析以往的算法, 不难发现算法的计算量与编码器的寄存器个数 m 以及码元路数 n 成指数倍数的增加, 而本文算法的最大计算量 m 和 n 成平方倍增加, 故本文算法计算量最小.

4 仿真验证

4.1 算法有效性验证

首先验证算法的有效性, 设定 3 类码率为 1/2, 1/3, 1/4 的 RSC 码, 最大迭代次数为 10, 信噪比为 0dB, 截获码元长度为 2000, 得到的参数估计结果如表 1 所示.

表 1 多项式实际值与估计结果

实际多项式	m	码率	估计的多项式系数概率
$g_0 = 1 + D^2 + D^3$ $g_1 = 1 + D^3$	3	1/2	$\begin{bmatrix} 1, 0.12, 1.00, 1 \\ 1, 0.01, 0.01, 1 \end{bmatrix}$
$g_0 = 1 + D^4$ $g_1 = 1 + D^3 + D^4$ $g_2 = 1 + D^2 + D^4$	4	1/3	$\begin{bmatrix} 1, 0.28, 0.01, 0.01, 1 \\ 1, 0.34, 0.01, 0.99, 1 \\ 1, 0.01, 0.90, 0.01, 1 \end{bmatrix}$
$g_0 = 1 + D^5$ $g_1 = 1 + D^4 + D^5$ $g_2 = 1 + D^3 + D^5$ $g_3 = 1 + D^2 + D^3 + D^4 + D^5$	5	1/4	$\begin{bmatrix} 1, 0.34, 0.17, 0.01, 0.01, 1 \\ 1, 0.30, 0.21, 0.01, 0.96, 1 \\ 1, 0.01, 0.01, 0.99, 0.01, 1 \\ 1, 0.27, 0.73, 0.96, 0.82, 1 \end{bmatrix}$

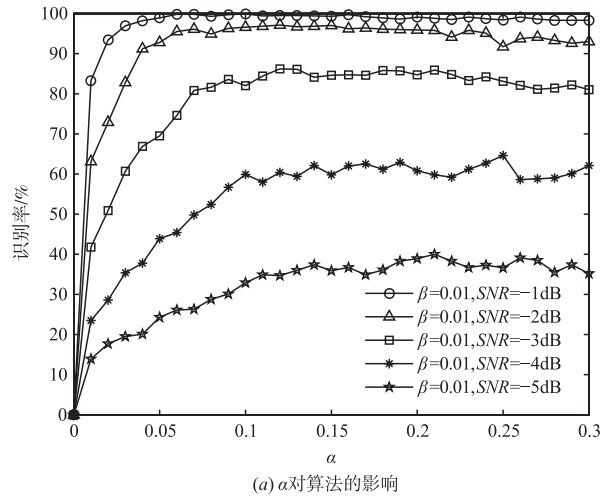
从表 1 的识别结果来看, 即使在 0dB 条件下, 算法也能够识别出不同码率和寄存器个数下的 RSC 码多项式参数, 这说明了算法具有较强的低信噪比适应能力.

4.2 算法的容错性分析

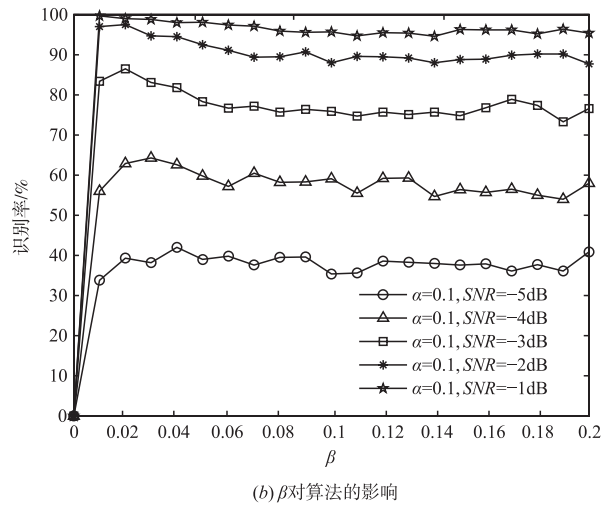
4.2.1 α 与 β 对算法的影响

在 3.3 节中可以看出, α 与 β 决定了算法的收敛快慢, 对算法的性能具有一定的影响, 正确的选取 α 与 β 的值, 能够实现算法性能的提升. 首先考察在 β 值一定的条件下, 不同 α 值下算法的性能, 设定 $\beta = 0.01$, 截获的信息码长为 500, α 取值为 0 到 0.3, 间隔 0.01 取值,

得到了参数识别率随 α 值的变化情况如图 3(a) 所示; 其次考察在 α 值一定条件下, 不同 β 值对算法的影响, 设定 $\alpha = 0.1$, β 取值从 0 到 0.2, 间隔 0.01 取值, 结果如图 3(b) 所示.



(a) α 对算法的影响



(b) β 对算法的影响

图 3 α 与 β 的取值对算法的影响

从图 3 来看, α 与 β 的选取对算法的性能具有较大的影响. 在某一信噪比下, 算法的性能变化趋势是随着 α 与 β 值的增加而增加最终趋向稳定. 从仿真的结果来看, 在 $\alpha \geq 0.1, \beta \geq 0.02$ 时, 算法的性能几乎不随着 α 与 β 值的增大而有较大的变化. 故可以在仿真过程中选取 $\alpha = 0.1, \beta = 0.02$.

4.2.2 截获码元长度对算法影响

本节考察截获码长对算法的影响. 仿真设定编码多项式为 (13, 17), 其寄存器个数为 3, 最大迭代次数为 10, 设定截获的码长分别为 500, 1000, 1500, 2000, 蒙特卡洛实验次数为 1000 次, 记录结果如图 4 所示.

从图 4 的仿真结果来看, 截获码元长度对于算法容错性具有一定的影响, 随着截获码元长度的增加, 算法的识别率逐渐升高, 主要原因是当截获的码元长度增

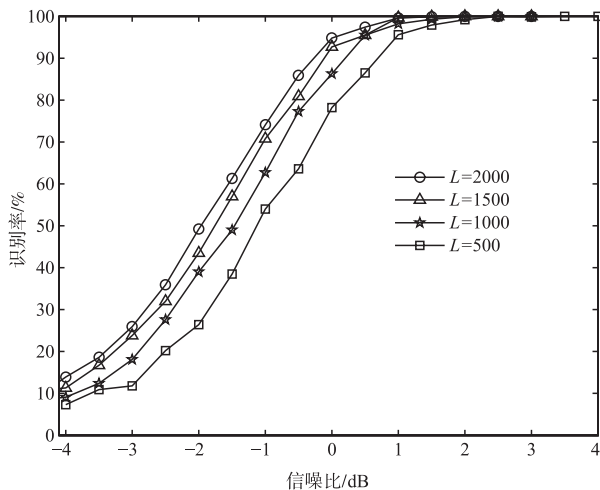


图4 截获码长对算法容错性能影响

加后,可利用的软判决信息增多,其统计特性就越能够反映出实际的信道与编码特性,所以参数的识别可能性更高;从图中4条识别曲线来看,所提出的算法识别性能较好,在接近于0dB截获码长大于500的条件下,参数识别率能够达到90%以上。

4.2.3 编码多项式系数码重对算法影响

本小节考察多项式系数码重对算法性能的影响情况,设定编码多项式分别为:(21,23),(25,23),(23,27),(23,37),(37,27),它们的寄存器个数为4,对应的多项式系数码重为5,6,7,8,9,设定截获的码长为1000.蒙特卡洛实验结果如图5所示。

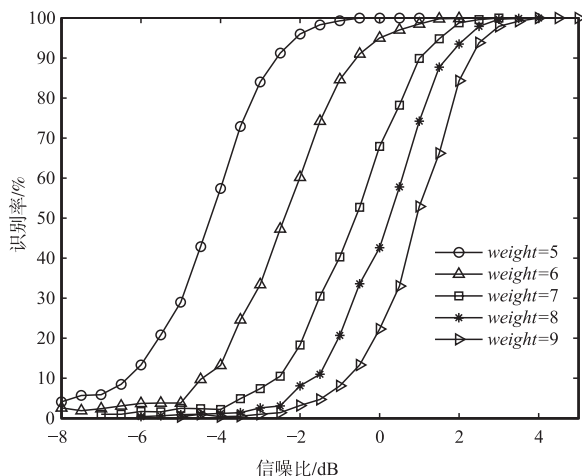


图5 编码多项式系数码重对算法的影响

从图5识别结果来看,系数码重对算法的影响较大,当多项式系数码重为5时,算法能在0dB以下完成参数100%的识别,而当码重增加到9时,参数的识别率要在3dB左右才能够达到100%的识别率,主要原因是码重的增加导致代价函数值的降低,从而导致算法通过梯度上升方法完成参数正确识别的难度增加。

4.2.4 寄存器个数对算法的影响

当编码寄存器个数增加后,算法需要识别参数也就相应的增加了,本节进一步考察算法对于寄存器个数增加的鲁棒性.设定编码多项式为(7,5),(11,13),(21,23),(41,43),(101,103),它们的寄存器个数分别为2,3,4,5,6,同时其多项式系数码重都为5,参数的识别率如图6所示。

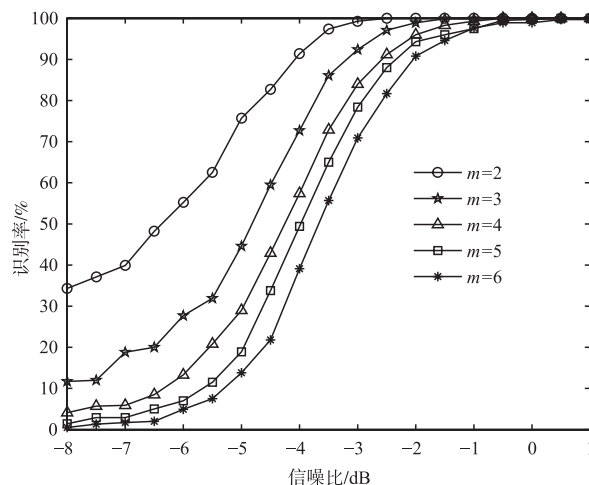


图6 不同寄存器个数对算法的影响

从仿真的结果来看,算法的性能较好,即使在信噪比小于0dB条件下,参数的识别率接近于100%;同时从结果上可以看出,寄存器个数增加,在低信噪比条件下对参数识别性能影响较大,而当信噪比较大时,寄存器个数增加对于参数的正确识别几乎没有影响。

4.2.5 码率对算法的影响

与寄存器个数因素一样,当码率增加,将直接导致算法对参数的识别个数增加.所以有必要考察算法对于码率因素的鲁棒性.设定仿真码率分别为1/2,1/3,1/4,编码多项式依次为:(21,23),(21,23,25),(21,23,25,31),分别代表了(2,1,4),(3,1,4),(4,1,4),3种编码多项式,设定截获的码长为1000和2000,信噪比从-5dB到-0.5dB,间隔0.5dB取值.采用1000次蒙特卡洛仿真,统计在不同信噪比下,参数的识别率,结果如图7所示。

从图7的仿真结果来看,码率在低信噪比条件下对算法具有较大影响,但随着信噪比的增加码率的影响逐渐减少.原因在于当信道环境恶化后,随着参数增加,算法的识别正确率也必然下降;而当信道环境较好时,算法所估计的多项式参数可靠性较高,参数的增加不会对算法产生太大的影响。

4.2.6 迭代次数对于算法的影响

本节考察迭代次数对于算法的影响,设定编码多项式为(25,37),截获的码长为1000,蒙特卡洛实验

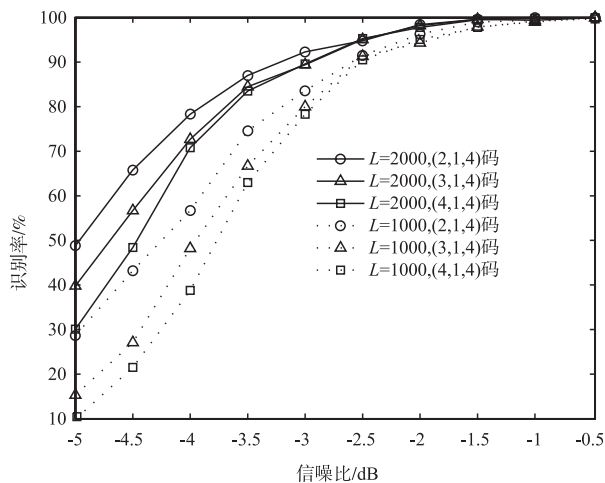


图7 码率对算法的影响

1000 次,统计在不同迭代次数下算法的识别性能,记录结果如图 8 所示。

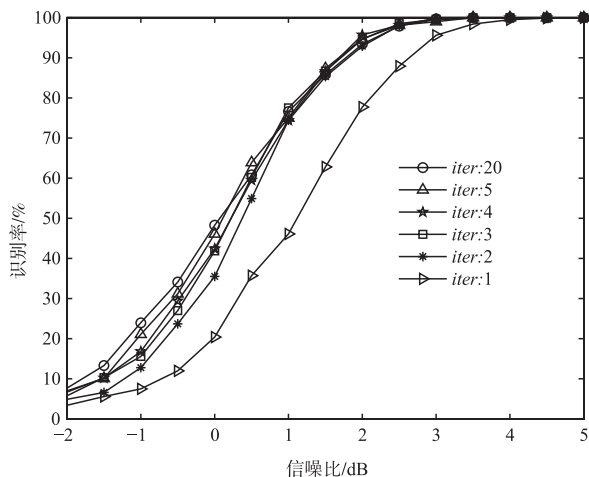


图8 不同迭代次数对算法的影响

从仿真结果来看,算法在 5 次迭代时,就基本上收敛到了稳定值,同样迭代次数在低信噪比条件下效果比较明显,但信噪比升高后,性能几乎不变。

4.3 与它算法比较

与本文算法进行对比的是基于校验方程符合度算法^[13],软判决算法^[18]和 FWHT 算法^[19],首先针对这 4 种算法的容错性能对比,设定编码多项式为 (7,5),截获码长为 1000,本文算法的最大迭代次数为 5 次,对比结果如图 9 所示。

从图 9 的 4 种算法的容错性能来看,本文所提出的算法在低信噪比适应能力提高了 3 ~ 5 dB。主要原因是本文通过变步长梯度上升法在连续的概率空间中求解极大值,可以在一定程度上避免其它 3 种算法在遍历离散的闭集空间时,错误系数对识别的干扰。这种优势在低信噪比条件下更加明显。其次,针对 4 种算法实时性

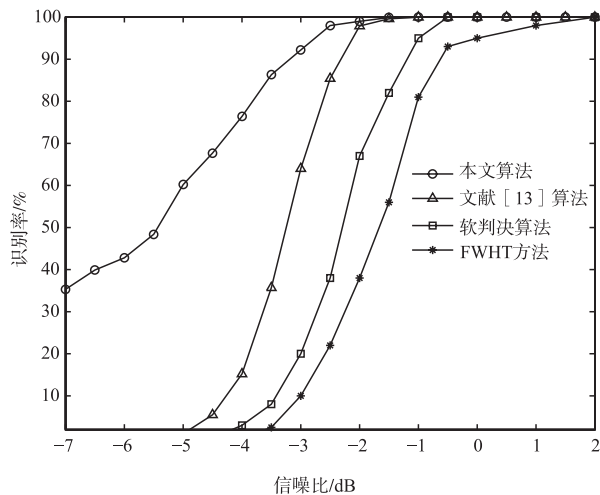


图9 4种算法的容错性能对比

比较,在不同的寄存器个数下,采用这 4 种算法进行识别,记录这 4 种算法完成一次识别所需要的时间,结果记录于表 2 中。

表 2 4 种算法的实时性比较

m	本文算法	文献[13]算法	软判决算法	FWH 算法
2	0.0162s	0.392s	0.716s	0.0456s
3	0.0328s	1.255s	1.798s	0.0485s
4	0.0565s	5.576s	5.174s	0.0642s
5	0.0743s	22.243s	21.152s	0.144s
6	0.103s	88.819s	97.684s	0.484s

从表 2 完成一次参数识别消耗的时间来看,本文提出的算法完成一次识别所需要的时间大大降低,特别是与文献[13]和基于软判决的算法相比,计算量降低了 1 ~ 2 个数量级。

综合容错性以及计算复杂度两个方面,本文提出的算法远远优于其它 3 种算法。

5 结论

本文首先利用 RSC 编码码元之间的线性约束关系,构建出基于双曲正切符合度为代价函数的参数识别模型,将待识别的参数以概率的形式表示,将参数的识别问题转化为连续概率空间中极大值点求解问题;其次,将代价函数对所估计的参数求取梯度,将梯度上升的方向作为参数迭代估计的方向,经过有限次的迭代,最终完成参数正确识别。与其它算法相比,本文算法具有更强的低信噪比适应性能以及更好的实时性。

参考文献

- [1] MUKHTAR H, AL-DWEIK A, SHAMI A. Turboproduct codes: applications, challenges, and future directions [J].

- IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2016, 18(4): 3052 - 3069.
- [2] 任亚博,张健,刘以农. 高误码率下 Turbo 码交织器的恢复方法[J]. 电子与信息学报, 2015, 37(8): 1927 - 1930.
Ren Yabo, Zhang Jian, Liu Yinong. Reconstruction of turbo-code interleaver at high bit error rate [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2015, 37(8): 1927 - 1930. (in Chinese)
- [3] 刘俊,李静,彭华. 基于校验方程平均符合度的 Turbo 码交织器估计[J]. 电子学报, 2016, 44(5): 1213 - 1217.
LIU Jun, LI Jing, PENG Hua. Estimation of Turbo-code interleaver based on average conformity of parity-check equation [J]. Acta Electronica Sinica, 2016, 44(5): 1213 - 1217. (in Chinese)
- [4] 吴昭军,张立民,钟兆根. 低信噪比下随机交织器识别[J]. 电讯技术, 2018(1): 58(01): 52 - 58.
Wu Zhaojun, Zhang Limin, Zhong Zhaogen. Blind recognition of random interleaver at low SNR [J]. Telecommunication Engineering, 2018, 58(1): 52 - 58. (in Chinese)
- [5] 谢辉,黄知涛,王峰华. 信道编码盲识别技术研究进展[J]. 电子学报, 2013, 41(6): 1166 - 1176.
XIE Hui, HUANG Zhi-tao, WANG Feng-hua. Research progress of blind recognition of channel coding [J]. Acta Electronica Sinica, 2013, 41(6): 1166 - 1176. (in Chinese)
- [6] BARBIER J. Reconstruction of turbo-code encoders [J]. The International Society for Optical Engineer, 2005, 5819(5): 463 - 473.
- [7] 解辉,王峰华,黄知涛,等. 基于改进欧几里得算法的卷积码快速盲识别算法[J]. 国防科技大学学报, 2012, 34(6): 159 - 162.
Xie Hui, Wang Fenghua, Huang Zhitao, et al. A fast method for blind recognition of convolutional codes based on improved Euclidean algorithm [J]. Journal of National University of Defense Technology, 2012, 34(6): 159 - 162. (in Chinese)
- [8] 邹艳,陆佩忠. 关键方程的新推广[J]. 计算机学报, 2006, 29(5): 711 - 718.
Zou Yan, Lu Pengzong. A new generalization of key equation [J]. Chinese Journal of Computers, 2006, 29(5): 711 - 718. (in Chinese)
- [9] 刘健,王晓军,周希元. 基于 Walsh-Hadamard 变换的卷积码盲识别[J]. 电子与信息学报, 2010, 32(4): 884 - 888.
Liu Jiang, Wang Xiaojun, Zhou Xiyuan. Blind recognition of convolutional coding based on Walsh - Hadamard transform [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2010, 32(4): 884 - 888. (in Chinese)
- [10] 张立民,吴昭军,钟兆根. 一种基于遗传算法的 RSC 码盲识别方法[J]. 航空学报, 2017, 38(11): 277 - 286.
Zhang Limin, Wu Zhaojun, Zhong Zhaogen. Blind identification of RSC Code based on genetic algorithm [J]. Acta Aeronautica Et Astronautica Sinica, 2017, 38(11): 277 - 286. (in Chinese)
- [11] DEBESSU Y G, WU H C, JIANG H. Novel blind encoder parameter estimation for turbo codes [J]. IEEE Communications Letters, 2012, 16(16): 1917 - 1920.
- [12] YU P D, LI J, PENG H. A least square method for parameter estimation of rsc sub-codes of turbo codes [J]. IEEE Communications Letters, 2014, 18(4): 644 - 647.
- [13] 张立民,吴昭军,钟兆根. 基于校验方程符合度下的 Turbo 码编码器盲识别[J]. 电子与信息学报, 2017, 39(9): 2155 - 2161.
Zhang Limin, Wu Zhaojun, Zhong Zhaogen. Blind recognition of turbo code encoder based on conformity of parity-check equation [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2017, 39(9): 2155 - 2161. (in Chinese)
- [14] NASERI A, AZMON O, FAZELI S. Blind recognition algorithm of turbo codes for communication intelligence systems [J]. International Journal of Computer Science Issues, 2011, 8(6): 68 - 72.
- [15] 张旻,陆凯,李歆昊,等. 归零 Turbo 码的盲识别方法[J]. 系统工程与电子技术, 2016, 38(6): 1424 - 1427
Zhang Min, Lu Kai, Li Xinhao, et al. Blind recognition method for the turbo codes on trellis termination [J]. Journal of Systems Engineering and Electronics, 2016, 38(6): 1424 - 1427. (in Chinese)
- [16] 吴昭军,张立民,钟兆根. 归零 Turbo 码参数的盲识别[J]. 电讯技术, 2017, 57(05): 561 - 567.
Wu Zhaojun, Zhang Limin, Zhong Zhaogen. Blind recognition of parameters of turbo code on the trellis termination [J]. Telecommunication Engineering, 2017, 57(05): 561 - 567. (in Chinese)
- [17] 吴昭军,张立民,钟兆根. 高误码率下归零 Turbo 码参数识别[J]. 兵工学报, 2018, 39(4): 731 - 742.
Wu Zhaojun, Zhang Limin, Zhong Zhaogen. Blind identification of turbo codes on trellis termination at high bit error rate [J]. Acta Armamentarii, 2018, 39(4): 731 - 742. (in Chinese)
- [18] 于沛东,李静,彭华. 一种利用软判决的信道编码识别新算法[J]. 电子学报, 2013, 41(2): 302 - 305.
YU Pei-dong, LI Jing, PENG Hua. A novel algorithm for channel coding recognition using soft-decision [J]. Acta Electronica Sinica, 2013, 41(2): 302 - 305. (in Chinese)
- [19] 林晓娴,王维欢. SIMD-BF 模型上的并行 FWHT 算法研究[J]. 计算机时代, 2011, (1): 30 - 32.
Lin Xiaoxian, Wang Weihuan. A study of parallel FWHT algorithm based on SIMD-BF model [J]. Computer Era, 2011, (1): 30 - 32. (in Chinese)

作者简介



吴昭军 男,1992年9月出生于四川蓬溪.现为海军航空大学博士研究生.主要研究方向信道编码盲识别.
E-mail:wuzhaojun1992@qq.com



张立民(通信作者) 男,1966年出生于辽宁开原.现为海军航空大学教授、博士生导师.主要研究方向为卫星信号处理及应用.
E-mail:iamzlm@163.com