

迭代硬判决反馈的 LDPC 级联 MDPSK 解调译码算法

朱爱民 吴团锋

(解放军理工大学通信工程学院 南京 210007)

摘要: 该文给出了瑞利衰落信道条件下 LDPC 级联 MDPSK 的接收机结构, 研究了在不考虑信道状态条件下基于硬判决反馈的迭代检测译码算法, 该算法相对于传统的差分解调和译码, 复杂度几乎没有增加。仿真结果表明, 这种方法在迭代 4 次的情况下, 在误比特率为 10^{-4} 时与传统的解调方法相比, 可以提供 2.2dB 的增益。

关键词: LDPC 码; MDPSK; 平坦瑞利衰落信道

中图分类号: TN911.22

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)01-0114-03

Iterative Decision-Feedback Differential Demodulation of MDPSK Concatenated with LDPC Codes

Zhu Ai-min Wu Tuan-feng

(Institute of Communications Engineering, PLAUST, Nanjing 210007, China)

Abstract: A receiver structure of M-ary Differential Phase-Shift Keying (MDPSK) concatenated with Low-Density Parity Check Codes in flat Rayleigh fading channels is proposed. An iterative hard decision-feedback detection algorithm also is analyzed ignorant of channel state information. Compared with conventional differential demodulation decoding one, this algorithm almost has no increasing in complexity and simulation results also confirm that it has 2.2dB gain at BER of 10^{-4} when iterative four times.

Key words: Low-Density Parity Check (LDPC) codes; MDPSK; Flat Rayleigh fading channels

1 引言

在瑞利衰落信道条件下, 对接收信号的载波相位进行精确的估计和跟踪以及在每个符号对信道的状态进行估计是非常困难的, 同时由于非相干接收机能够有效地对抗相位模糊和接收信号的相位损伤, 在数字接收机中通常采用非相干接收。在设计非相干接收机时, 为了提高非相干接收机的性能, 通常认为信道是慢时变的或者在连续两个接收符号内是时不变的, 文献[1]利用接收信号的记忆性提高了接收机的性能。文献[2-4]研究指出: 在 AWGN 信道和瑞利衰落条件下, 对未编码 MDPSK 采用判决反馈差分解调(DF-DD)可以在很低的复杂度条件下获得较好的性能。为了进一步提高系统的功率有效性, 文献[5]研究了卷积编码级联 MDPSK 迭代硬判决反馈差分解调, 该方法在几乎不增加接收机复杂度的情况下可以使性能提高一点几个分贝。

低密度码(LDPC 码)由于其接近仙农极限的纠错性能以及其译码的相对简单性得到了越来越多的关注, 然而, 目前对其研究主要集中在高斯白噪声信道及 BPSK 相干解调下的性能。文献[6]研究了非相干瑞利衰落条件下低密度码的设计问题, 给出了最优 LDPC 码的度分布和性能界, 但其解调是在扩展的因子图上进行的, 同时需要估计信道的状态信息, 其复杂性大大增加。文献[7]研究了高斯白噪声条件下

LDPC 码级联 MDPSK 迭代解调和译码, 给出了最优 LDPC 码的度分布, 其思想是将 LDPC 码作为外码, MDPSK 的差分编码作为内码, 采用联合解调和译码, 但该方法需对接收信号的载波进行估计, 这在低信噪比条件下, 特别是衰落信道条件下是非常困难的。

由于 LDPC 码固有的交织特性, 可以有效地降低衰落信道的衰落效应, 因此, 本文主要研究相干瑞利衰落信道条件下, LDPC 码级联 MDPSK 的解调译码问题, 采用将 LDPC 码的译码结果进行硬判决, 反馈至解调器以更新解调器的输出似然比, 并送至 LDPC 译码器进行新一轮的译码, 如此往复。仿真结果表明: 在迭代 4 次的情况下, 在误比特率为 10^{-4} 时与传统的解调方法相比, 可以提供 2.2dB 的增益, 然而其复杂性几乎没有增加。

本文安排如下: 第 2 节给出了离散时间信道模型, 第 3 节推了解调器在采用硬判决反馈值解调器的输出似然比。第 4 节描述了解调译码过程, 给出了仿真结果。最后是结束语。

2 系统模型

图 1 给出了收发双方的离散信道模型。在发端, 来自信源的二进制数据经过 LDPC 编码生成码子比特 $c[i]$, 通过格莱映射 $a[k] \in A_b \triangleq \left\{ \exp\left(j\left(2\pi v/M\right)\right) \right\}, v \in \{1, 2, \dots, M-1\}$, 并送至差分编码器 $b[k] = a[k]b[k-1]$ 。该信号通过平坦衰落信道并令收发滤波器满足 Naquist 准则, 则接收信号可表示为

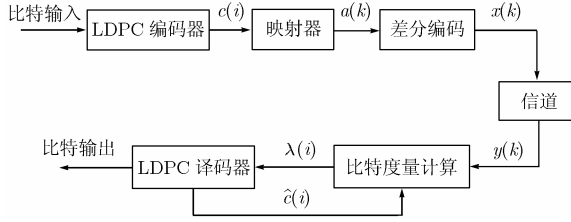


图1 收发端信道模型

$y[k] = g[k]b[k] + n[k]$, 其中衰落过程 $g[\cdot]$, 噪声过程 $n[\cdot]$ 分别是均值为零, 相关和互不相关复高斯随机过程, 同时假定这两者互不相关。在归一化的条件下, 令 $\sigma_g^2 = E\{[g[k]]^2\} = 1$, 则噪声过程的方差为 $\sigma_n^2 = E\{[n[k]]^2\} = N_0 / E_s$, N_0 为噪声的单边功率谱, E_s 为接收信号的平均符号能量。本文采用 Clarke 衰落信道模型^[8,9], 当最大多普勒为 f_d 时, 衰落过程的自相关函数 $R_g[k] = \sigma_g^2 \cdot J_0(2\pi f_d T)$, 其中 $J_0(\cdot)$ 为第一类零阶贝塞尔函数, T 为接收符号持续时间。

3 DF-DD 条件下似然比计算

在接收到矢量 $\mathbf{Y}_k = [y[k], y[k-1], \dots, y[k-N+1]]^T$ 的条件下, 接收信号可表示为

$$\mathbf{Y}_k = \mathbf{B}_k \cdot \mathbf{G}_k + \mathbf{N}_k \quad (1)$$

其中 $\mathbf{B}_k = \text{diag}\{b[k], b[k-1], \dots, b[k-N+1]\}$, $\mathbf{N}_k = [n[k], n[k-1], \dots, n[k-N+1]]^T$, $\mathbf{G}_k = [g[k], g[k-1], \dots, g[k-N+1]]^T$ 。由于 $\mathbf{Y}_k$ 为两个复高斯随机变量的和, 则在发送符号 $\mathbf{a}_k \triangleq [a[k], a[k-1], \dots, a[k-N+1]]^T$ 的情况下, 接收信号的条件概率密度函数为

$$p(\mathbf{Y}_k / \mathbf{a}_k) = \frac{1}{\pi^N |\mathbf{R}_a|} \exp(-\mathbf{Y}_k^H \mathbf{R}_a^{-1} \mathbf{Y}_k) \quad (2)$$

其中 $[\bullet]^H$ 表示厄密特转置矩阵, $\mathbf{R}_a$ 为接收矢量的条件自相关函数 $\mathbf{R}_a = E\{\mathbf{Y}_k^H \mathbf{Y}_k | \mathbf{a}_k\}$ 。令 $\mathbf{R}_g \triangleq E\{g_k g_k^H\}$, 则 $\mathbf{R}_a = \mathbf{B}_k \mathbf{R}_g \mathbf{B}_k^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}$, $\mathbf{I}$ 为 $N \times N$ 的单位阵。由于采用 MDPSK 调制, $\mathbf{B}_k \mathbf{B}_k^H = \mathbf{I}$, $\mathbf{R}_a = \mathbf{B}_k (\mathbf{R}_g + \sigma_n^2 \mathbf{I}) \mathbf{B}_k^H \triangleq \mathbf{B}_k \mathbf{R} \mathbf{B}_k^H$ 。很显然, $\mathbf{R}$ 为厄密特矩阵, 其逆的逆阵也为厄密特矩阵, 可表示为

$$\mathbf{T} = -\mathbf{R}^{-1} \triangleq \begin{bmatrix} t_{0,0} & t_{0,1} & \cdots & t_{0,N-1} \\ t_{1,0} & t_{1,1} & \cdots & \cdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ t_{N-1,0} & \cdots & t_{N-1,N-2} & t_{N-1,N-1} \end{bmatrix} \quad (3)$$

其中 $t_{u,v} = t_{v,u}^*$ 。给定 LDPC 译码结果的硬判决值 $\hat{a}[k-m]$, $0 \leq m \leq N-2$, 并令 $t[v] = t_{0,v}$, 则符号 $\hat{a}[k]$ 中第 u 个为 b 时的对数似然值为

$$\lambda_{\hat{a}[u]} = \log \sum_{a[u] \in A_b^u} p(y[k] / a[k], \hat{a}[k-1], \dots, \hat{a}[k-N+1]) \quad (4)$$

其中 A_b^u 为接收符号 $a[k]$ 第 u 比特的值为 b 的符号集合。参照文献[5], 令 $p[v] \triangleq ct[v]$, $c \in R^+$, $v = 1, 2, \dots, N-1$, 通

过恰当的选择 c , $p[v]$ 为预测随机过程 $g[\cdot] + n[\cdot]x^*$ 的 $N-1$ 阶线性预测滤波器系数, 其值可以通过递归最小二乘算法自适应更新, 从而

$$\lambda_{\hat{a}[u]} = \log \sum_{a[k] \in A_b^u} \exp \left\{ 2 \operatorname{Re} \left\{ a[k] y^*[k] \sum_{v=1}^{N-1} t[v] y[k-v] \prod_{n=1}^{v-1} \hat{a}[k-n] \right\} \right\} \quad (5)$$

从而对于接收符号 $a[k]$ 中的某个比特 $u = b$ 的对数似然值为

$$\lambda_u^b = \operatorname{Re} \left\{ \tilde{a}[k] y^*[k] \sum_{v=1}^{N-1} t[v] y[k-v] \prod_{n=1}^{v-1} \hat{a}[k-n] \right\} \quad (6)$$

其中 $\tilde{a}[k]$ 表示 $a[k]$ 中第 u 个比特的值为 b 其他比特采用硬判决反馈时所对应的符号值。根据 λ_u^b 确定比特 u 的对数似然比为

$$\lambda = \lambda_u^1 / \lambda_u^0 \quad (7)$$

4 基于硬判决反馈的迭代解调译码算法

首先, 解调器在没有反馈比特的前提下进行传统的差分解调, 输出信息比特的似然比并送至 LDPC 译码器, LDPC 译码器采用 BP 算法译码, 然后将译码结果进行硬判决并重新调制后送至解调器, 解调器根据译码器反馈符号和观测长度 N 重新计算输出比特的似然比, 送至 LDPC 译码器进行第二轮迭代。如此往复, 直到译码结果完全正确或者达到最大迭代次数。

在本文中的仿真中, 采用了 Clarke 衰落信道模型, $f_d T = 0.002$, LDPC 码采用码长为 10000, 码率为 1/2 不规则码, 其码子多项式采用^[6]表 1 中的结果, 最大比特节点的度数为 30, 最大校验节点的度数为 10, 码子的校验矩阵随机生成, 但校验矩阵任意两列的内积不大于 1, 以确保码子的 Tanner 图中没有周长为 4 的环, 调制方式采用 4DPSK。图 2 给出了采用不同解调译码方法的误比特性能, 实线表示的是传统差分解调 LDPC 译码的性能, 虚线表示采用迭代硬判决反馈差分解调迭代 4 次后的性能, 点划线表示已知信道状态条件下采用迭代解调译码时的性能, 迭代次数为 4 次。图 3 给出了观测长度 N 对误比特性能的影响, 仿真中 N 的值分别取 3, 5 和 10。

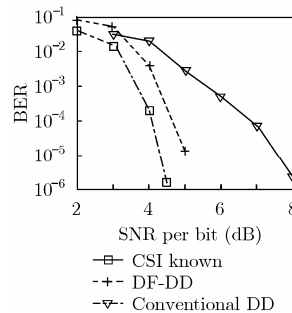


图2 不同解调译码方式的误比特性能

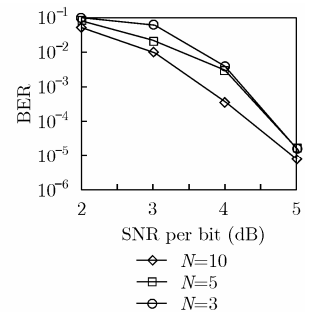


图3 不同观测长度的误比特性能

从图 2 可以看出采用迭代硬判决反馈差分分解调, 其性能相对于传统的差分分解调和译码来说有较大改善, 在误比特率为 10^{-4} 约有 2.2dB 的增益, 而与信道状态信息已知的情况下采用联合解调和译码相比, 其性能差仅为 1dB 左右。由于在似然比计算过程中采用硬判决反馈值, 其复杂度与传统的差分分解调相比几乎没有增加。

从图 3 可以看出观测长度 N 的取值在信噪比较高时对性能几乎没什么影响, 而在信噪比较低时观测长度的增加可以在一定程度上改善系统的误比特性能。这主要是在信噪比较低时, 硬判决反馈结果中错误符号的概率相对比较大, 增加观测长度, 在一定程度上可以降低错误符号的影响, 从而提高整个系统的误比特性能。

5 结束语

由于 LDPC 码等强码接近 Shannon 极限的纠错能力, 因此通信系统通常工作在低信噪比条件下, 这对于接收信号参数估计提出了很高的要求。本文研究相干瑞利衰落信道条件下 LDPC 码级联 MDPSK 信号的解调译码问题, 提出了迭代硬判决反馈差分分解调的解调译码方法。该方法不需要对信道的状态和接收信号的参数进行估计, 且其复杂性与传统的差分分解调译码方法相比, 并没有明显增加。仿真结果表明: 其性能相对于传统的方法而言, 有了较大的改善。为了进一步提高系统的性能, 如何采用信息理论对算法行为进行研究, 优化 LDPC 码的设计, 还需进一步研究。

参 考 文 献

[1] Divsalar D and Simon M K. Multiple-symbol differential detection of MPSK. *IEEE Trans. on Commun.*, 1990, 38(3): 300–308.

[2] Lampe L H J and Schober R. Decision feedback differential demodulation of bit interleaved coded MDPSK. *Electron. Lett.*, 1999, 35(25): 2170–2171.

[3] Ho P and Fung D. Error performance of multiple-symbol differential detection of PSK signals transmitted over correlated Rayleigh fading channels. *IEEE Trans. on Commun.*, 1992, 40(10): 25–29.

[4] Peleg M and Shamai S. Iterative decoding of coded and interleaved noncoherent multiple symbol detected DPSK. *Electron. Lett.*, 1997, 33(12): 1018–1020.

[5] Lampe H J and Schober. Iterative decision-feedback differential demodulation of bit-interleaved coded MDPSK for flat Rayleigh fading channels. *IEEE Trans. on Commun.*, 2001, 49(7): 1176–1184.

[6] Hou Jilei and Siegel H. Performance analysis and code optimization of low density parity-check codes on Rayleigh fading channels. *IEEE Journal on Selected Areas in Commun.*, 2001, 19(5): 924–934.

[7] Brink and Ashikhmin. Design of low-density parity-check codes for modulation and detection. *IEEE Trans. on Commun.* 2004, 52(4): 670–678.

[8] Clarke R H. A statistical theory of mobile-radio reception. *Bell Syst. Tech. J.*, 1968, 47(7/8): 957–1000.

[9] Proakis G. Digital Communication. America. The McGraw-Hill Companies, Inc.. 2001: 800–888.

朱爱民: 男, 1974 年生, 讲师, 研究方向为调制与解调、编译码。

吴团锋: 男, 1976 年生, 讲师, 研究方向为通信工程。