

基于判决反馈的 Turbo DPSK

伍 一, 周世东, 姚 彦

(清华大学电子工程系微波与数字通信国家重点实验室, 北京 100084)

摘 要: 本文针对衰落信道中 DPSK (differential phase shift keying) 信号的特点, 提出了一种基于判决反馈的 Turbo DPSK 解调/译码算法, 它利用判决反馈进行衰落信道的估计并计算信息比特的似然比. 与基于 BCJR (Baht Cocke Jelinek Raviv) 的 Turbo DPSK 解调/译码算法相比, 它可以大大降低运算复杂度, 减少迭代译码过程中所需的存储空间. 仿真结果表明, 采用这种新的迭代解调/译码算法可以获得和基于 BCJR 的迭代解调/译码算法几乎一样的性能.

关键词: 判决; 译码技术; 运算复杂度; Turbo DPSK

中图分类号: TN919 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2002) 04-0512-03

Decision Aided Turbo DPSK

WU Yi, ZHOU Shi-dong, YAO Yan

(State Key Lab on Microwave and Digital Communications, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: Based on the properties of DPSK (differential phase shift keying) signal in Rayleigh flat fading channels, we propose a novel decision aided algorithm for iterative DPSK signal demodulation/decoding. It utilizes decision feedback bits to estimate the channel coefficients and calculate the likelihood ratio of information bits. Compared with conventional iterative DPSK signal demodulation/decoding based on the BCJR (Baht Cocke Jelinek Raviv) algorithm, the new algorithm results in considerably low decoding cost yet can achieve nearly the same performance.

Key words: decision; decoding algorithm; decoding cost; Turbo DPSK

1 引言

MPSK 是一种高效的数字调制技术, 在频带受限的无线通信中得到了广泛的应用. 它的最佳接收机是相干解调接收机. 但在有衰落的移动通信的信道条件下, 相干解调时载波的恢复变得复杂且困难, 甚至是不可能的, 因此基于差分编码的 DPSK 在移动通信中更具应用前景. DPSK 有两种解调方式, 一种是差分相干解调 (DEPSK), 它的误码率大约是 PSK 的两倍. 另一种是更简单的差分解调 (DPSK), 它直接将前后两个抽样的相位相减来提取信息, 但与 DEPSK 相比, 它又会引入一定的性能恶化. 从七十年代开始, 人们做了大量的研究来弥补 DPSK 和 DEPSK 之间的性能差异.

多符号差分检测 (MSDD) 技术^[1]较好地提高了 DPSK 的性能. 由于近年提出的迭代译码技术 (Turbo Code) 具有优越的性能, 且差分编码可以用网格图来表示, Peleg 等提出将迭代译码和 MSDD 相结合的 Turbo DPSK^[2], 并证明在没有衰落的 AWGN 信道中它可以获得接近于相干解调 PSK 的性能. 文献 [3, 4] 进一步对衰落信道下的 Turbo DPSK 系统进行了研究, 同样获得了较高的编码增益. 但文献 [3, 4] 中的 Turbo DPSK 系统对 DPSK 信号进行解调/译码的后验概率 (APP) 模块均是基于 BCJR 算法的, 由于该算法采用线性估计结合 PSP (per survivor

processing) 的方法进行衰落信道的估计, 它的运算复杂度随符号线性估计中的符号阶数 L 成指数增长.

本文针对衰落信道中 DPSK 信号的特点, 提出了一种基于判决反馈的解调/译码 APP 算法. 与基于 BCJR 的解调/译码 APP 算法相比, 它有两个优点: 一是它是一个前向算法, 不需要通常 BCJR 算法的前向和后向迭代, 并也因此节省了大量的存储空间; 二是它的复杂度低, 用判决反馈取代了 Hoerher^[4] 等人文章中的 PSP 算法, 使运算复杂度降到仅和 L 的平方成正比. 本文第二节介绍了 Turbo DPSK 的系统模型, 第三节给出了基于判决反馈的解调/译码 APP 的算法, 第四节对基于新算法的系统性能进行了仿真, 最后是本文的结论部分.

2 Turbo DPSK 的系统结构

Turbo DPSK 的系统结构如图 1 所示. 发送端是一个串行级联编码系统: 外码采用卷积码, 内码是差分编码. 内、外码通过一个比特交织器相联接. 相应地接收端由内译码、去交织和外译码三个部分组成. 外译码器为文献 [5] 中所介绍的 APP 模块, 而内译码器通常采用基于 BCJR 的 APP 解调/译码模块^[3, 4]. 由于基于 BCJR 的 APP 解调/译码模块的运算复杂度随 MSDD 中的符号阶数 L 成指数增长, 且需要大量的存储器来存储迭代过程中的 α 、 β 等中间变量. 因此, 我们针对衰落

信道中 DPSK 信号的特点, 提出一种新的基于判决反馈的 APP 解调/译码算法(如下一节介绍), 来代替内译码器中常用的基于 BCJR 的 APP 算法. 新算法可以大大降低运算复杂度, 并且节约大量的存储空间. 在图 1 中 $L(a_n; o)$ 、 $L(u_n; o)$ 和 $L(a_k; o)$ 分别表示比特 a_n 、 u_n 和 a_k 的对数似然比(LLR). y_k 是接收端匹配滤波器的输出样值, 且可以表示为:

$$y_k = b_k \cdot h_k + n_k$$

其中 h_k 是衰落信道的衰减系数, n_k 是零均值、单边功率谱密度为 N_0 的复高斯随机变量的样值.

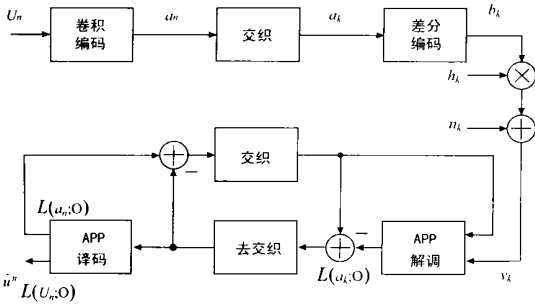


图 1 Turbo DPSK 系统框图

3 基于判决反馈的 APP 算法

假定知道差分编码器前端的输入信息 $\{a_i = \hat{a}_i, i = 1, \dots, N, i \neq k\}$ 和该信息比特流经编码、信道传输后的输出样值 $y_1^N = \{y_1, y_2, \dots, y_N\}$, 其中 N 为差分编码器输入比特的块长. 我们可以将比特 a_k 的似然比表示为:

$$\frac{P(a_k = +1 | y_1^N, \hat{a}_1^{k-1}, \hat{a}_{k+1}^N)}{P(a_k = -1 | y_1^N, \hat{a}_1^{k-1}, \hat{a}_{k+1}^N)} = \frac{P(a_k = +1, \hat{a}_1^{k-1}, \hat{a}_{k+1}^N)}{P(a_k = -1, \hat{a}_1^{k-1}, \hat{a}_{k+1}^N)} \cdot \frac{P(y_1^N | a_k = +1, \hat{a}_1^{k-1}, \hat{a}_{k+1}^N)}{P(y_1^N | a_k = -1, \hat{a}_1^{k-1}, \hat{a}_{k+1}^N)} \quad (1)$$

上面方程(1)中的第一项是关于比特的先验信息, 它可以由前一次译码得到, 而第二项可以进一步分解成:

$$\frac{P(y_1^N | a_k = +1, \hat{a}_1^{k-1}, \hat{a}_{k+1}^N)}{P(y_1^N | a_k = -1, \hat{a}_1^{k-1}, \hat{a}_{k+1}^N)} = \frac{P(y_1^{k-1} | a_k = +1, \hat{a}_1^{k-1}, \hat{a}_{k+1}^N)}{P(y_1^{k-1} | a_k = -1, \hat{a}_1^{k-1}, \hat{a}_{k+1}^N)} \cdot \frac{P(y_k^{k+L-1} | y_1^{k-1}, a_k = +1, \hat{a}_1^{k-1}, \hat{a}_{k+1}^N)}{P(y_k^{k+L-1} | y_1^{k-1}, a_k = -1, \hat{a}_1^{k-1}, \hat{a}_{k+1}^N)} \cdot \frac{P(y_{k+L}^N | y_1^{k+L-1}, a_k = +1, \hat{a}_1^{k-1}, \hat{a}_{k+1}^N)}{P(y_{k+L}^N | y_1^{k+L-1}, a_k = -1, \hat{a}_1^{k-1}, \hat{a}_{k+1}^N)} \quad (2)$$

对方程(2)中的第一项有:

$$\frac{P(y_1^{k-1} | a_k = +1, \hat{a}_1^{k-1}, \hat{a}_{k+1}^N)}{P(y_1^{k-1} | a_k = -1, \hat{a}_1^{k-1}, \hat{a}_{k+1}^N)} = \frac{P(y_1^{k-1} | \hat{a}_1^{k-1})}{P(y_1^{k-1} | \hat{a}_1^{k-1})} = 1$$

因为 y_1^{k-1} 与 a_k 及 \hat{a}_{k+1}^N 无关. 另外, 假定衰落信道的衰减系数只在 L 个连续的符号中相关, 即信道衰减系数的相关函数在 $|m| > L$ 时有 $\phi(m) = 0$ (后面的其它推导均作此假设), 则 y_{k+L}^N 将与 \hat{a}_1^{k-1} 、 a_k 及 y_1^{k-1} 无关, 因此对方程(2)中的第三项有:

$$\frac{P(y_{k+L}^N | y_1^{k+L-1}, a_k = +1, \hat{a}_1^{k-1}, \hat{a}_{k+1}^N)}{P(y_{k+L}^N | y_1^{k+L-1}, a_k = -1, \hat{a}_1^{k-1}, \hat{a}_{k+1}^N)} = \frac{P(y_{k+L}^N | y_{k+L-1}^{k+L-1}, \hat{a}_{k+1}^N)}{P(y_{k+L}^N | y_{k+L-1}^{k+L-1}, \hat{a}_{k+1}^N)} = 1$$

上述结果代入方程(2), 并进一步化简后有:

$$\frac{P(y_1^N | a_k = +1, \hat{a}_1^{k-1}, \hat{a}_{k+1}^N)}{P(y_1^N | a_k = -1, \hat{a}_1^{k-1}, \hat{a}_{k+1}^N)} = \frac{P(y_k^{k+L-1} | y_1^{k-1}, a_k = +1, \hat{a}_1^{k-1}, \hat{a}_{k+1}^N)}{P(y_k^{k+L-1} | y_1^{k-1}, a_k = -1, \hat{a}_1^{k-1}, \hat{a}_{k+1}^N)} = \frac{\prod_{i=k}^{k+L-1} P(y_i | y_1^{i-1}, a_k = +1, \hat{a}_1^{k-1}, \hat{a}_{k+1}^N)}{\prod_{i=k}^{k+L-1} P(y_i | y_1^{i-1}, a_k = -1, \hat{a}_1^{k-1}, \hat{a}_{k+1}^N)} \quad (3)$$

在高斯白噪声条件下, 根据文[6]中的结论, 有:

$$P(y_i | y_1^{i-1}, \hat{a}_k, \hat{a}_1^{k-1}, \hat{a}_{k+1}^N) = P(y_i | y_1^{i-1}, \hat{a}_i, \hat{a}_{i-L}) = \frac{1}{\pi\sigma_z^2} \exp \left\{ -\frac{1}{\sigma_z^2} \left| y_i - \left(\sum_{n=1}^L p_n y_{i-n} - \prod_{m=1}^{n-1} \hat{a}_{i-m} \right) \hat{a}_i \right|^2 \right\} \quad (4)$$

其中 p_n 是衰落信道的预测系数, 可以由尤里-沃克方程求得; σ_z^2 是最小均方预测误差.

对方程(1)取对数并将方程(3)、(4)代入, 便可以求得比特 a_k 的对数似然比(LLR). 易知方程(1)中的第一项是 a_k 的先验信息; 第二项是比特 a_k 的外信息 $L_e(a_k)$, 并且有:

$$L_c(a_k) = \log \left[\frac{\prod_{i=k}^{k+L-1} P(y_i | y_1^{i-1}, a_k = +1, \hat{a}_1^{k-1}, \hat{a}_{k+1}^N)}{\prod_{i=k}^{k+L-1} P(y_i | y_1^{i-1}, a_k = -1, \hat{a}_1^{k-1}, \hat{a}_{k+1}^N)} \right] = \log \left[\frac{\prod_{i=k}^{k+L-1} \left(\frac{1}{\pi\sigma_z^2} \exp \left\{ -\frac{1}{\sigma_z^2} \left| y_i - \left(\sum_{n=1}^L p_n y_{i-n} - \prod_{m=1}^{n-1} \hat{a}_{i-m, a_k = +1} \right) \hat{a}_i \right|^2 \right\} \right)}{\prod_{i=k}^{k+L-1} \left(\frac{1}{\pi\sigma_z^2} \exp \left\{ -\frac{1}{\sigma_z^2} \left| y_i - \left(\sum_{n=1}^L p_n y_{i-n} - \prod_{m=1}^{n-1} \hat{a}_{i-m, a_k = -1} \right) \hat{a}_i \right|^2 \right\} \right)} \right] = \sum_{i=k}^{k+L-1} \frac{2}{\sigma_z^2} \operatorname{Re} \{ h_{i,0}^* h_{i,1} \} = \sum_{i=k}^{k+L-1} \frac{4}{\sigma_z^2} \operatorname{Re} \{ h_{i,0}^* h_{i,1} \} \quad (5)$$

其中 $a_{i, a_k} = \pm 1 = \{\hat{a}_1, \dots, \hat{a}_{k-1}, \dots, \pm 1, \hat{a}_{k+1}, \dots, \hat{a}_N\}$; $h_{i,0} = y_i - \sum_{n=1}^L p_n y_{i-n} - \prod_{z=0}^{n-1} \hat{a}_{i-z}$; $h_{i,1} = \sum_{n=k+1}^L p_n y_{i-n} - \prod_{z=0}^{n-1} \hat{a}_{i-z}$. 因此, 根据判决反馈及方程(5), 就可以计算出 DPSK 信号的对数似然比, 从而得到基于判决反馈的解调/译码 APP 算法. 同时从式(5)可以看出, 该算法是一个前向算法.

根据式(5)可以算出, 新的基于判决反馈的 APP 解调译码算法在对数域仅需要 $4L^2 + 2^L$ 次运算; 而通常采用的基于 BCJR 的 APP 解调译码算法则在对数域需要大约 $2^L \times 2^L + B$ 次运算(此处已包括了衰落系数的估计及相关运算). 当 $L = 4$ 时, 新算法所需的运算量仅为基于 BCJR 算法的 1/6, 大大降低了运算复杂度. 同时 BCJR 算法为了存储迭代过程中的中间变量 α 和 β 需要较大的存储空间, 而新的算法是一个前向算法, 它无需计算和存储 α 和 β , 因此它还可以节省大量的存储空间. 新算法中的判决反馈可以是硬判决或软判决, 即: $\hat{a}_i = \operatorname{sign}(L(a_i))$ 或 $\hat{a}_i = E(a_i) = P(a_i = +1) - P(a_i = -1) = \tanh(L(a_i)/2)$. 其中 $L(a_i)$ 是反馈的比特 a_i 的似然比.

4 系统仿真结果和分析

对基于判决反馈 APP 算法的 Turbo DPSK 系统进行了仿真, 仿真的系统框图如图 1 所示. 卷积码采用 $R = 1/2$, 生成多项式为(5, 7)的 4 状态卷积码. 内编码为 2DPSK 差分编码. 发送的信息块长度 K 为 1000 比特, 交织器采用伪随机交织, 交织长度为 10 个数据块, 即交织长度为 10000 比特. 内解码 APP 模块为我们在前一节介绍的基于判决反馈的 APP 模块. 外解

码模块为文[5]中所介绍的 APP 模块。信道模型是具有多普勒频谱密度 $S(f) \approx 1/\pi f_D \sqrt{1 - (f/f_{D_{\max}})^2}$ 的瑞利衰落信道。在仿真中取 $f_{D_{\max}} T_s = 0.01$ 和 $L = 4$ 。为了便于比较,我们对差分解调/译码 APP 模块采用基于 BCJR 算法(称基于 BCJR 的 Turbo DPSK)和基于软/硬判决反馈算法(称软/硬判决反馈 Turbo DPSK)的系统分别进行了仿真。同时还仿真了 1 次迭代(即无外信息反馈译码)的 L 阶差分解调的 DPSK 系统(MSDD)。在判决反馈 Turbo DPSK 系统中,第一次迭代仍采用基于 BCJR 的 APP 算法对 DPSK 信号进行解调/译码,从第二次迭代开始切换到新的基于判决反馈的 APP 算法。所有的 Turbo DPSK 系统均迭代 7 次。

仿真结果如图 2 所示。从图 2 可以看出:在 $L = 4$ 时,采用硬判决反馈的 Turbo DPSK 的性能比采用软判决反馈的 Turbo DPSK 的性能要差,在误码率为 10^{-4} 时性能损失约 0.5 dB,但随着输入信噪比的提高,软、硬判决反馈系统的性能差异也渐渐变小。另外,与基于 BCJR 的 Turbo DPSK 相比,基于软判决反馈的 Turbo DPSK 在误码率为 10^{-4} 时性能损失约 0.4 dB,但判决反馈 APP 算法的复杂度仅为基于 BCJR 算法的 APP 的 1/6。为了进一步提高软判决反馈 Turbo DPSK 系统的性能,减少误码扩散,我们对算法做了进一步的改进(称改进的软判决反馈 Turbo DPSK):在 7 次迭代的最后 2 次迭代过程中,如果反馈的关于 a_k 的似然比 $L(a_k)$ 小于 2(意味着该信息不可靠),则把信道估计中的预测阶数 L 从 4 增加为 6。由于只在最后 2 次迭代中作此改进,且是针对较不可靠的比特而进行的,故它在总的运算复杂度方面的增加很小,但却可以获得较好的性能提高。改进后的软判决反馈 Turbo DPSK 系统的仿真结果如图 2 中所示。从图 2 可知,改进的软判决反馈 Turbo DPSK 系统在误码率为 10^{-4} 时几乎和基于 BCJR 的 Turbo DPSK 系统有同样的性能。

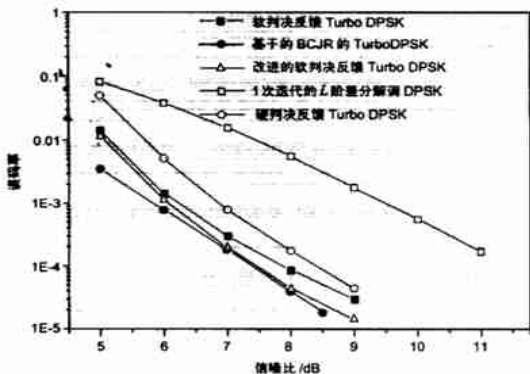


图 2 Turbo DPSK 系统的误码性能

5 结论

本文针对衰落信道中 DPSK 信号的特点给出了一种新的基于判决反馈的 APP 解调/译码算法,它充分利用判决反馈进行衰落信道的估计和信息比特似然比的计算。由于采用判

决反馈取代文[4]中的 PSP 算法进行信道估计,新算法可以大大降低运算复杂度,从而提高译码速度;同时新算法是一前向算法,无需进行前向和后向迭代,因此也可以节省大量的存储空间,降低了接收机的复杂度。仿真结果表明,采用这种新的判决反馈 APP 算法的 Turbo DPSK 系统可获得和基于 BCJR 算法的 Turbo DPSK 系统几乎一样的性能。

参考文献:

- [1] D Divsakar, M K Simon. Multiple symbols differential detection of MPSK [J]. IEEE Trans Commun, 1990, 38: 300-308.
- [2] M Pelag, S Shanai. Iterative decoding of coded and interleaved noncoherent multiple symbols detected DPSK [J]. Electron Lett, 1997, 33: 1018-1020.
- [3] G S White, D J Costello. Turbo coding with differentially coherent and noncoherent modulation on nonfading and fading channels [A]. IEEE ISIT'97 [C]. 1997, 428.
- [4] P Hoeher, J Lodge. Turbo DPSK: Iterative differential PSK demodulation and channel decoding [J]. IEEE Trans Commun, 1999, 47: 837-843.
- [5] J H Lodge, R Young, P Hoeher. Separable MAP filters for the decoding of product and concatenated codes [A]. IEEE ICC '93 [C]. 1993, 1740-1745.
- [6] I D Marsland, P T Mathiopoulos. Multiple differential detection of parallel concatenated convolutional (Turbo) codes in correlated fast Rayleigh fading [J]. IEEE J Sel Areas Commun, 1998, 16: 265-275.
- [7] P Robertson, E Villebrun, P Hoeher. A comparison of optimal and sub-optimal MAP decoding algorithms operating in the Log domain [A]. IEEE ICC'95 [C]. 1995, 1009-1013.

作者简介:



伍 一 男, 1970 年生于浙江龙游, 清华大学电子工程系博士研究生, 1991 年毕业于上海交通大学, 1997 年在北京邮电大学获硕士学位, 主要研究方向为移动通信中的编解码。

周世东 清华大学电子工程系副教授, 1991 年、1994 年在东南大学获学士、硕士学位, 1997 年于清华大学电子工程系获博士学位, 在国内外核心期刊发表论文数十篇, 主要从事扩频通信、编码与调制及接收算法的研究。

姚 彦 男, 清华大学电子工程系教授, 博士生导师, 国家重点实验室主任, 1962 年毕业于清华大学无线电系, 长期从事数字通信方面的教学与科研工作, 在微波与卫星通信领域曾多次获国家及部级奖, 发表论文一百多篇。