

衰落信道下卷积码的软判决译码

隋爱芬¹,袁东风²,李作为²,杨义先¹

(1. 北京邮电大学信息工程学院,北京 100876;2. 山东大学电子工程系,山东济南 250100)

摘要: 本文将交织、信道输出软信息、信道特征软信息相结合,研究 Rayleigh 衰落信道下卷积码的 Viterbi 软判决译码,在利用和不利用信道状态信息(CSI)两种情况下给出软判决的支路度量计算公式和性能仿真结果,计算了卷积码的性能上界;研究了解调器输出量化门限(量化级数目、量化间距)对译码性能的影响.结果与硬判决译码及 AWGN 信道的相关结论进行了比较.

关键词: 软判决 Viterbi 译码;卷积码;信道状态信息(Channel State Information);量化门限;衰落信道

中图分类号: TN919.3⁺2 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2001)06-0849-04

Soft Decision Decoding for Convolutional Codes in Fading Channels

SUI Ai-fen¹, YUAN Dong-feng², Li Zuo-wei², YANG Yi-xian¹

(1. Institute of Inform. Eng., Beijing University of Posts & Telecom., Beijing 100876, China;

2. Dept. of Electrical Engineering, Shandong University, Jinan, Shandong 250100, China)

Abstract: The paper investigates the performance of soft decision Viterbi decoding for convolutional codes in Rayleigh fading channels by using a new scheme that combines interleaving technique, soft output of the channel and the information about the channel. The formulations for computing the soft decision metrics with or without Channel State Information (CSI) are presented and the performance gains are demonstrated. In addition, we discuss the influences of quantizer thresholds on the decoding performance. The results are compared with the corresponding conclusions in AWGN channels.

Key words: soft decision Viterbi decoding; convolutional codes; Channel State Information (CSI); quantizer thresholds; fading channels

1 引言

卷积码的 Viterbi 译码已成功应用于卫星和深空通信等无记忆信道中^[1],对有记忆的移动衰落信道,由于多径干扰、阴影效应等的影响,信道差错体现出长突发特征. Viterbi 译码器对长突发错误非常敏感,不能直接应用于这种信道,解决这一问题的传统做法是采用交织^[2,3],但交织破坏信道的记忆特征.因此,研究交织和信道记忆特征相结合的译码方案是很有意义的.本文用信道状态信息(CSI, Channel State Information)表征信道特征,给出了利用和不利用 CSI 两种情况下,软判决 Viterbi 译码的支路度量计算公式和性能仿真结果,并计算了卷积码的性能上界,从而将交织、信道接收软信息和信道特征软信息有机的结合在一起.

软判决译码根据解调器输出分为模拟值(无限级量化)输出和 Q 级量化输出.本文讨论了量化级数目以及量化间距对译码性能的影响,得出 1/2 率卷积码译码性能对量化间距不敏感的结论,为实际系统的自动增益控制(AGC)电路设计提供了有力参考.仿真结果与硬判决译码及 AWGN(加性白色高

斯噪声)信道的相关结论进行了比较.

2 系统模型

移动信道由于多径干扰、Doppler 频移等影响,接收信号幅度和相位呈现“快衰落”现象,通常上述信道是有记忆信道.信道记忆特征,可通过瞬时衰落深度或实际的差错概率体现出来,用 CSI 表示,可利用导航音(pilot tone)或测量实际的 SNR 得到^[4,5].在第 3 节会看到, Viterbi 译码器可以很容易将信道状态信息应用于支路度量中.

2.1 通信系统框图

综合利用交织技术、信道特征软信息、信道输出软信息的通信系统框图如图 1^[5].图中信道模型根据调制信道对信号的影响,归结为乘性干扰 $a(t)$ 和加性干扰 $n(t)$.

根据乘性干扰的相干时间(相干时间是信道多普勒扩散 B_d 的倒数^[1]),设计交织器.信源 $u_j = (u_{j1} \dots u_{jk})$ 编码为 $x_j = (x_{j1} \dots x_{jN})$, x_{jk} 交织后以 x_l 的形式经调制送入信道, j, k 对应第 j 个码字的第 k 位码元.在接收端,送入译码器的除解调器输出的模拟值或量化值 y_l 之外,还有信道状态估计值 $\hat{\alpha}_l$, 它

收稿日期:2000-01-31;修回日期:2000-12-15

基金项目:国家自然科学基金(No. 69872020, No. 69882002, No. 60073049);东南大学移动通信国家重点实验室开放基金(No. W99001);国家重点基础研究发展规划项目(No. G1999035805)

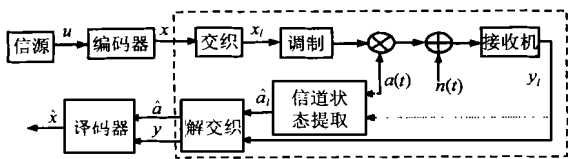


图1 通信系统框图

也要经过解交织。如果交织充分大(大于信道相干时间),则 y_{jk} 和 \hat{a}_{jk} 相对 j, k 统计独立,这种交织称为理想交织。这样对译码器而言,信道是无记忆的,但关于信道记忆的信息保存在 \hat{a}_{jk} 中。

对无直射分量的全衰落移动信道,若仅考虑幅度的快衰落, a_i 服从 Rayleigh 分布, n_i 是 0 均值、方差为 σ^2 的正态分布,若 σ^2 是变量,则 n_i 是动态的正态分布。本文仿真中均假定 σ^2 为常数,但文中公式推导适用于 σ^2 为变量的情况。

2.2 有记忆信道的译码

有记忆信道可表示为图2的简单模型^[3],信道输入向量 $x = (x_1 \dots x_n)$,输出向量 y (或向量组),信道状态信息用 a 表示, f 是条件概率密度函数。在以下两种情况下,研究该系统的最佳译码,同时考察交织在计算符号度量中的作用。

只利用接收软信息 y 译码的情况,最佳译码器使后验概率为

$$P(x_i | y) = \frac{f(y | x_i) P(x_i)}{f(y)} \quad (1)$$

最大。设 x_i 等概,上式等效于最大似然准则

$$\max_{x_i} f(y | x_i) \quad (2)$$

这里条件概率密度函数 f 包含信道记忆信息,即

$$f(y | x_i) = \int f(y | x_i, a) f_a(a) da \quad (3)$$

它是对信道状态变量求平均的概率密度函数,对任意有记忆信道,一般很难确切表示式(3)相应的符号度量。如果译码器仅依据一小段接收序列估计 x_i ,译码性能很差。为了得到每符号度量,利用理想交织将信道转换为无记忆,从而建立 y_i 与 x_i 之间的关系。对式(3)取对数运算,得到每符号度量:

$$(y_i, x_i) = \log f(y_i | x_i) = \log \int_a f(y_i | x_i, a) f_a(a) da \quad (4)$$

利用接收软信息 y 和信道特征 a 译码的情况,最佳译码器使下式最大。

$$P(x_i | y, a) = \frac{f(y | x_i, a) P(x_i | a)}{f(y | a)} \quad (5)$$

假定 x 独立于信道状态,且等概率,则 $P(x_i | a)$ 项可忽略,由于分母不依赖于 i ,亦可忽略。采用理想交织时, f 可表示为乘积形式

$$f(y | x, a) = \prod_{i=1}^n f(y_i | x_i, a_i) \quad (6)$$

取对数运算,得到每符号度量:

$$(y_i, x_i; a_i) = \log f(y_i | x_i, a_i) \quad (7)$$

从以上两种情况可看出,不采用交织技术时,CSI如何体

现在符号度量的计算中,是一个难题。

3 衰落信道的软判决 Viterbi 译码

3.1 衰落信道的 Viterbi 译码

Viterbi 译码器是利用 Viterbi 算法的最大似然(ML)译码器,本文采用 BPSK 调制,编码器输出的二元序列用来调制 2 个相间 180 的正弦载波, x_i (1, -1) 分别对应码比特 0、1,送入图1所示信道。假定采用理想交织器,接收端采用相干解调,标准的匹配滤波器输出表示为:

$$y_i = a_i x_i E_s^{1/2} + n_i \quad (8)$$

E_s 是发送信号平均能量。由于 n_i 服从高斯分布,故

$$f(y_i | a_i, x_i) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \exp \left[- \frac{(y_i - a_i x_i E_s^{1/2})^2}{2\sigma^2} \right] \quad (9)$$

假定噪声相对系统带宽是白色的,则比特到比特所加的噪声是独立的。对 Viterbi 译码,网格中包含 N 比特的路径度量可表示为:

$$L = \prod_{i=1}^N f(y_i | a_i, x_i) = \prod_{i=1}^N \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \exp \left[- \frac{(y_i - a_i x_i E_s^{1/2})^2}{2\sigma^2} \right] \quad (10)$$

其对数似然函数为:

$$\log(L) = \sum_{i=1}^N \log \left[\frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \exp \left[- \frac{(y_i - a_i x_i E_s^{1/2})^2}{2\sigma^2} \right] \right] \quad (11)$$

简化上式,展开平方项,忽略对任意路径相同的项,得

$$\text{路径度量} = \sum_{i=1}^N [y_i a_i x_i / \sigma^2] \quad (12)$$

每符号度量是实际接收值 y_i 与发送值 x_i 的相关值的加权,权重 a_i / σ^2 表示信道状态信息。当无法获得信道状态信息时,最简单的处理方法是权重取为适当的常数。

文[4]中给出一种估计信道状态信息的方法:选定一组码比特(K 个)作为参考符号 x_i^{ref} ,假定信道是慢衰落,在一个突发内衰落系数 a_i 保持常数 a ,对式(8)利用最小均方误差准则,可得到 a 的估计式:

$$\hat{a} = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K y_i x_i^{ref} / E_s^{1/2} \quad (13)$$

3.2 Rayleigh 信道下卷积码性能上界分析

卷积码用 (N, K, m) 表示,文[6]指出,若每一错误事件概率 P_d 用重为 d 的路径上非零信息位位数来加权,或者当有多个重为 d 的路径时,就以所有重为 d 的路径上非零信息位的总数来加权,则可得到任意时间单元处所造成的信息位译码

错误期望数的上限,即误比特率由 $p_b < \frac{1}{K} \sum_{d=d_{free}} C_d P_d$ 限定,其中

C_d 是在所有重为 d 的路径上非零信息位的总数。文[5]推导出卷积码在理想交织 Rayleigh 信道下采用 BPSK 调制、利用 CSI 译码时, p_d 与 d 阶分集系统相似:

$$p_d \leq \frac{1}{2} \left(\frac{1}{1+d} \right)^d \quad (14)$$

$$\text{因此, } p_b \leq \frac{1}{2} K_{d=d_{free}} C_d \left(\frac{1}{1+} \right)^d \quad (15)$$

以(2,1,3)码为例,其编码生成函数为^[7]:

$$T(D, B, L) = D^5 B L^3 + \dots + D^{5+i} B^{1+i} L^{3+i} (1+L)^i + \dots \quad (16)$$

D 的指数表示该条支路上输出序列相对于全0支路的汉明距, B 的指数表示输入序列的汉明重, L 的指数表示两个节点之间的支路数目.由此可计算 C_d 和 P_d 的上限.

4 接收端的量化

为了便于对译码器进行数字化处理,通常将连续的 y_i 进行量化^[11].硬判决是最简单的量化,若 $y_i > 0$,则判为0输出,否则判为1输出.采用软判决,一般根据信道类型选取不同的量化级数目 Q .图3表示8电平均匀量化方案及量化值,量化间距 s 取为接收信号平均功率的0.5倍(记为 $s = 0.5$).研究表明^[1],对AWGN信道,8电平量化与无限级量化(即模拟值)相比,导致的信噪比损耗小于0.25dB,并且取 $s = 0.5$ 的均匀量化间距时译码性能非常接近无限量化.对于Rayleigh衰落信道,量化级数目和量化间距的选取,是本文要研究的内容.

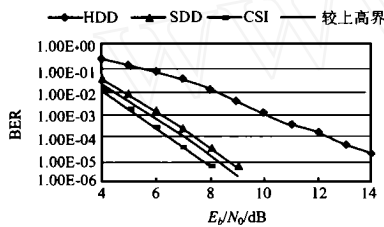


图4 (2,1,7)卷积码在Rayleigh信道中硬判决译码、利用或不利用CSI的软判决译码的性能比较

图4中,系统工作于3种模式,一种是硬判决;另两种译码器按匹配滤波器输出的实际模拟电压工作,利用CSI或不利用CSI.图中,HDD表示硬判决译码,SDD表示不利用CSI的软判决译码,CSI表示利用CSI的软判决译码.基于式(15)的理论上限示于图4中.可以看出,对1/2率卷积码:

(1)式(15)给出的是一个相当紧的上界,BER在 10^{-5} 量级,该上界与利用CSI的软判决译码之间的差距约0.5dB.

(2)BER达到 10^{-5} 时,CSI比SDD约有1dB的增益;CSI相比HDD有6~8dB的增益(对(2,1,3)码和(2,1,5)码,CSI相比HDD的增益分别为7.6dB和6.8dB).

(3)理论上,在理想交织Rayleigh信道中未编码BPSK系统的误码率为 $p_b = \frac{1}{2} (1 - \sqrt{\frac{E_b}{N_0}})$ (E_b/N_0 是所发送信号的每一信息比特的信噪比),BER要达到 10^{-5} 量级,要求 E_b/N_0 为43.98dB,因而将交织、CSI和信道输出软信息相结合的方案,相比未编码BPSK方案可获得高于30dB的增益(43.98 - 7.8 = 36dB).

图5显示了支路度量采用无限级量化、8电平和16电平量化的情况.

(1)BER达到 10^{-5} 时,16电平量化的性能较最优量化损失小于0.25dB.

利用CSI进行译码时,也存在将CSI信息进行量化的问题.文[5]用1个比特表示信道状态, Biglieri^[8]将CSI用 P 级量化(通常 $P < Q$)



图3 8电平量化方案

表示.本文中,对利用CSI译码的情况,仅给出 y_i 与 a_i 均取模拟值时的结果,这是为了说明将交织、信道输出软信息、信道状态软信息相结合的方案所能取得的误比特率的下限,实际系统中,根据乘性干扰的相干时间选取交织度,并对信道状态信息和信道输出软信息进行适当量化,性能会有所劣化.

5 仿真及分析

本文选用(2,1,3)、(2,1,5)、(2,1,7)卷积码在理想交织Rayleigh信道下进行了计算机仿真.软判决译码依据第3.1节所述的支路度量计算公式,量化方式采用均匀量化,仿真结果如图4-6所示.

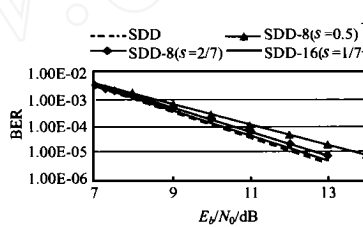


图5 (2,1,3)卷积码在Rayleigh信道中不利利用CSI时,取不同量化级的译码性能比较

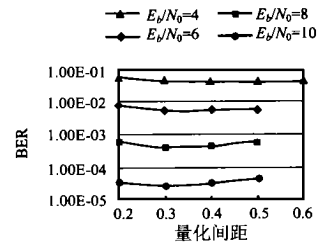


图6 (2,1,5)卷积码8电平量化软判决译码性能与量化间距的关系

(2)图中的8电平量化,量化间距分别取2/7和0.5,在低信噪比时, $s = 2/7$ 的性能比 $s = 0.5$ 差,随信噪比提高, $s = 2/7$ 性能优于 $s = 0.5$,在 10^{-5} 量级,二者差距达到约1dB,因而选取适当的量化间距是很重要的.

图6以(2,1,5)为例,分别在 $E_b/N_0 = 4, 6, 8, 10$ dB 四种情况下,采用0.2~0.6的量化间距,给出了误比特率的变化情况,可以看出,Viterbi译码性能对量化间距的变化相当不敏感,在 $s = 0.3 \sim 0.4$ 范围内,译码性能本质是不变的,这就允许ACG增益变动30%,而不会显著降低译码性能.也进一步说明,对理想交织的Rayleigh信道,1/2率卷积码不必采用可变的量化门限.

6 结论

移动衰落信道是以长突发为特征的恶劣信道,卷积码的Viterbi译码不能直接应用于这种信道,通过仿真,得出以下结论:

(1)将传统的交织方法与信道状态信息、信道输出软信息有机结合在一起进行译码的新方案,在BER为 10^{-5} 量级,比硬判决译码获得6~8dB的增益,比未编码BPSK系统获得高于30dB的增益.

(2)新方案采用理想交织的Rayleigh信道为模型,得出的

结论为 BER 的下限,式(15)给出了 BER 的理论上限,对性能上下限的分析,可为系统性能估计提供重要参考。

(3)衰落信道充分交织的情况下,采用 16 电平均量化方式的软判决,可取得与无限级量化几乎同样好的性能。对 1/2 率卷积码,Viterbi 软判决译码对量化间距不敏感, $s = 0.3 \sim 0.4$ 范围内,译码性能本质不变,不必要采用可变的量化门限。

参考文献:

- [1] J G Proakis. Digital Communications [M]. New York, McGraw Hill, 1983.
- [2] 袁东风,曹志刚.在 VHF 移动信道中不同条件下 BCH 码的纠错性能研究 [J]. 电子学报,1998,7:67 - 73.
- [3] Stephen G Wilson. Digital Modulation and Coding [M]. Prentice-Hall Inc., 1996.
- [4] Moe Rahnema and Yezdi Antia. Optimum soft decision decoding with channel state information in the presence of fading [J]. IEEE comm. Magazine, 1997:110 - 111.
- [5] J Hagenauer. Viterbi decoding of convolutional codes for fading and burst channels [A]. Proc. of 1980 International Zurich Seminar on Digital Communications [C].
- [6] 林舒,科斯特洛著,王育民,王新梅译.差错控制编码 [M]. 北京:人民邮电出版社,1986:399.
- [7] 曹志刚,钱亚生.现代通信原理 [M]. 北京:清华大学出版社,1992 年第 1 版.
- [8] E Biglieri, D Divsalar, P J McLane, M K Simon. Introduction to Trellis-coded Modulation with Applications [M]. New York, McMillan Publishing Company, 1991.

作者简介:



隋爱芬 女. 1974 年生于山东东营. 博士生, 发表论文 14 篇, 研究方向为移动通信纠错抗干扰、编码调制技术和信息安全。



袁东风 男. 1958 年生于山东济南. 博士、教授, 1993 ~ 1994 年加拿大 Calgary 大学任访问教授, 1998 ~ 1999 年德国 Erlangen 大学任访问教授. 发表论文 140 余篇, 主要研究领域有信息理论与技术、移动通信纠错编码抗干扰及调制编码技术等。