

一种短延时 Turbo 编码调制系统的设计

贺玉成, 杨莉, 王新梅

(西安电子科技大学综合业务网国家重点实验室, 陕西西安 710071)

摘要: 本文设计了一种比传统体制减少了一半延时的 Turbo 编码调制系统, 介绍了交织器的相关限制. 提出了一种在译码过程中对信道值的估计方法, 使得外信息的计算更加趋于精确, 从而提高了译码性能. 这种迭代译码算法是标准格码调制译码算法的一种自然推广, 同时也类似于二元 Turbo 码在 BPSK 调制下的逐比特译码算法. 采用吞吐率为 2 bits/s/Hz 的 8PSK 调制, 比特错误率为 10^{-5} 所需的信噪比与 Shannon 限相距不到 0.4 dB.

关键词: Turbo 码; 格码调制; 迭代译码

中图分类号: TN911.22 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2002) 01-0118-04

A Design for Turbo TCM Systems with Short Time Delay

HE Yu-cheng, YANG Li, WANG Xin-mei

(National Key Lab. of Integrated Service Networks, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China)

Abstract: A design for Turbo trellis-coded modulation (TCM) systems is proposed with nearly half of the encoding delay caused by the conventional scheme. An introduction is also given to the associated constraint that the interleaver has to satisfy. An estimate of channel values in decoding is suggested so as to improve the accuracy of extrinsic information calculations and thus the decoding performance. The proposed iterative decoding algorithm, a natural extension of the standard decoding algorithm for TCM, is similar to the bit-wise one for binary turbo codes with the BPSK modulation. The bit error rate 10^{-5} of this scheme needs signal-to-noise ratios within 0.4 dB from the Shannon limit 2.85 dB for the throughput 2 bits/s/Hz with the 8PSK modulation.

Key words: Turbo codes; trellis-coded modulation; iterative decoding

1 引言

格码调制 (TCM) 是数字通信中较好的一种编码和调制相结合的技术, 它具有比较完善的理论基础^[1]. Turbo 码^[2]是目前性能最佳的一种信道编码技术, 将 Turbo 码与 TCM 相结合, 可以获得更大的编码增益和更高的带宽有效性, 这种体制在 1994 年被提出^[3], 称为 Turbo TCM, 简称 TTCM^[4]. 由两个码率为 $b/(b+1)$ 的分量码构造的 Turbo 码, 应用于 M-PSK 调制的直接方法是, 对于每 b 个输入比特, 每个分量码输出的 $b+1$ 比特分别映射一个 2^{b+1} -PSK 信号, 然后顺序传输这两个调制信号, 吞吐率为 $b/2$ bits/s/Hz. 这种体制的第一个缺点是需要信号点多一倍的星座, 第二个缺点是信息序列被传输两次. 为避免重复传输信息比特, 并使吞吐率提高为 b bits/s/Hz, 可以通过适当设计交织器, 交替删除输出的调制符号; 或是采用删除后码率为 $b/(b+1)$ 的 Turbo 码输出直接映射 2^{b+1} -PSK 信号 (参见图 1)^[5].

在 BPSK 调制下, 二元 Turbo 码的信息比特和校验比特独立由信道传输, 因而译码时信息比特和校验比特的似然值能够分别计算, 从而精确提取外信息, 作为下一轮迭代中其他分量译码器的先验信息. 而在 TCM 体制中, 信息比特和校验比

特组合后映射信道符号, 信道检测器一般不对这些浓缩的调制比特组进行分离, 否则信息损失非常严重. 这样, 信息比特的似然值无法单独计算, 从而与校验比特的似然值一起传递给另一个分量译码器, 导致译码性能下降. 文 [5] 提出的方案中也存在这样的问题.

文 [6] 提出的并行级连结构解决了这个问题. 基本思想是把信息序列按偶数长度 b 分组, 每组又分割为 $b/2$ 长的两部分, 各部分逐比特分别通过交织器馈入两个码率为 $b/(b+1)$ 的分量编码器, 每个分量编码器输出的 $1+b/2$ 比特各自映射一个 $2^{1+b/2}$ -PSK 信号, 最后顺序送入信道, 吞吐率为 $b/2$ bits/s/Hz. 正因为各个分量码所采用的信息比特互不相同, 所以译码时分量译码器之间交换的信息无需单独提取信息比特的似然值. 但由于交织器长度缩短了 b 倍, 交织器增益随着减小. 利用标准的“和积算法”通过求解一组非线性方程实现的逐比特迭代译码近似算法, 又会损失一部分信息. 这种方法也需要信号点多一倍的星座, 系统编码增益主要是以降低吞吐率为代价获得的.

本文在文 [5] 的基础上, 提出了一种能够缩短将近一半延时的, 采用 Turbo 码的标准 TCM 结构, 实现基于信息符号的迭

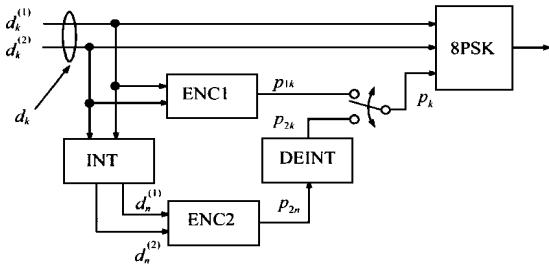


图 1 传统 TCM 编码器结构

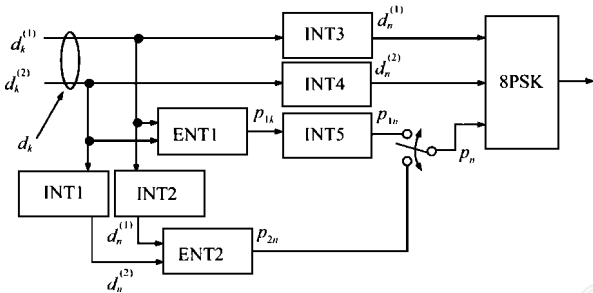


图 2 短延时 TCM 编码器结构

代译码算法。这种迭代译码算法是标准 TCM 译码算法的一种自然推广,同时也类似于二元 Turbo 码在 BPSK 调制下的逐比特译码算法。本文还提出一种信道值的估计方法,利用二维格(Lattice)的欧氏判决方法^[7],有效地计算出信道输出中包含的信息符号似然值,进而可靠地计算出当前分量码的外信息,从而提高了迭代译码性能。这种方法对衰落信道也比较有效。

2 编码器结构和工作原理

在二元 Turbo 编码器中,第二个分量码输出的校验比特序列 \$\{p_{2n}\}\$ 不经解织就直接调制到信道上。在接收端,信息比特序列经同样的交织器后得到与该校验序列相同的次序,然后一起馈入第二个分量码译码器。这是因为信息比特和校验比特是独立传输的,因而有可能对它们重新排列次序。TCM 系统若采用逐比特译码算法,图 1 中的解织器可以不要;若基于符号译码,该解织器则是必需的。接收端信道检测器不对调制的比特组进行分离,不可能完成所必要的校验比特次序重排列。只有在编码器中通过该解织器,把第二个校验序列调整为与输入信息序列相同的次序,使得每一个校验比特能够与其相应位置的信息符号 \$d_k = \{d_k^{(1)}, d_k^{(2)}\}\$ 组合对应一个信道符号。为便于译码讨论,下面设 Turbo 码的分组长度为 \$2N\$。

2.1 交织器设计

对交织器需要作的约束是,置换要以信息符号进行,即 \$d_k\$ 中的两个比特在置换前后的相对位置不变,这个限制实际可以由两个完全相同的长度 \$N\$ 的交织器完成,这样处理后还能使信息符号并行输入输出。文[5]中的交织器还有进一步的奇偶位置限制,即把偶数位置的符号置换到偶数位置,奇数位置的符号置换到奇数位置,这样做是为了避免突发错误导致系统性能下降。但事实上这个限制的坏处大于好处。好处是可以提高一点编码增益。坏处是过多的限制导致交织器设计的

自由度减小,进而导致由交织器获得的增益减少。结果表明,这个限制带来的增益最好的情况也就一个百分点的 dB,在许多情况下甚至给整个系统带来负编码增益。所以这个限制不考虑采用。

从图 1 来看,编码器 ENC2 前后的交织器和解织器是串行的,总的延对应于 Turbo 码分组长度的 2 倍。在解织器填满数据之前,信息序列必须被缓冲,直到解织器填满数据后,删余多路器才能开始选择编码器 ENC2 输出校验序列 \$\{p_{2k}\}\$ 中的比特。既然编码器端解织器的目的主要在于保证信息符号与校验比特的对应关系,我们可以设计出如图 2 所示的并行交织器结构。

2.2 工作原理

图 2 中所有交织器完全相同,长度为 \$N\$。系统编码器每次并行接收两个信息比特,ENC1 产生一个校验比特,并送入后端交织器 INT5;这两个信息比特也被同时送入 ENC2 前端交织器 INT1 和 INT2 以及缓冲交织器 INT3 和 INT4。当编码器接收了共 \$2N\$ 个信息比特后,编码器 ENC2 和全部交织器输出就绪。第一个时钟,删余多路器连接编码器 ENC1,交织器 INT3、INT4 和 INT5 并行输出 3 个比特组成一个子码,选择 8PSK 星座的一个信号;第二个时钟到达后,ENC2 已经分别从交织器 INT1 和 INT2 获取置换后的一个信息比特,并输出一个校验比特,被删余多路器选中,与交织器 INT3 和 INT4 同步输出的 2 个比特一起组合选择 8PSK 星座的一个信号。以后依次这样进行。

由于交织器和解织器的串行结构由交织器的并行结构替换,允许编码器内部以较高的效率并行计算,使编码器总的延时显著降低到只对应一个分组长度。

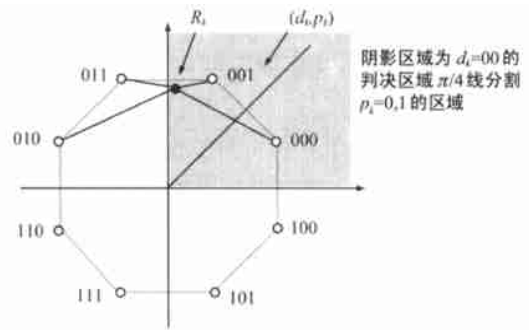


图 3 8PSK 星座设计及判决

2.3 分量码和信号星座

Turbo 码的分量码选择码率 \$R_1 = R_2 = 4/5\$ 的 16 状态码,保证篱笆图上不存在并行转移。Turbo 编码器输出的 3 比特子码,与 8PSK 星座中信号点的对应关系,仍然按照 Ungerboeck 集合划分方法进行,尽量使汉明距离大的子码对应的星座信号点的欧氏距离也大,如图 3 所示。

3 译码器设计

系统译码器结构根据编码器设计,由标准 Turbo 码译码器结构调整后如图 4 所示,信道输出序列为置换次序。译码器 DEC2 由接收序列 \$\{R_n\}\$ 和先验值 \$\{L_{2d}(d_n)\}\$ 计算每个传输符号

d_n 的后验值,即后验概率比数 $L_2(d_n)$. 译码器 DEC1 由解织后的接收序列 $\{R_k\}$ 和先验值 $\{L_{1,d}(d_k)\}$ 计算每个传输符号 d_k 的后验值 $L_1(d_k)$. 每个译码器输出的外信息经过反馈环传递给另一个译码器,作为其先验值. 第一次迭代中,译码器 DEC2 的先验值 $\{L_{2,d}(d_n)\}$ 初始化为零. 互馈信息中应该去除来自对方的先验值的影响,也要除去本译码器计算出的关于信息符号的似然信息,只向对方关于校验比特的冗余信息. 在最后一次迭代中,由译码器 DEC1 输出的 $L_1(d_k)$ 作出硬判决,具有最大后验值的符号作为判决输出.

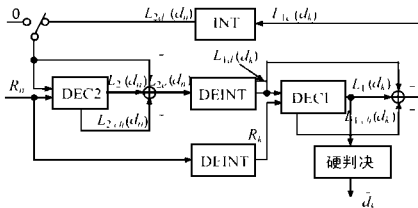


图 4 Turbo 迭代译码器结构

3.1 信道模型

设 8PSK 星座信号具有单位能量,信息符号 d_k 和校验比特 p_k 映射的调制函数是 $x_k = X(d_k, p_k)$,该函数可以是实数,也可以是复数.通过均值为 0,方差为 σ^2 的无记忆加性白高斯噪声(AWGN)信道后,叠加了噪声信号 z_k ,接收信号为 $R_k = x_k + z_k$.信道输入的符号序列表示为 $X = (x_1, x_2, \dots, x_N)$,加性白高斯噪声序列表示为 $Z = (z_1, z_2, \dots, z_N)$,信道输出序列表示为 $R = (R_1, R_2, \dots, R_N)$.仿真实验时通过调整方差来调整信道信噪比 E_b/N_0 ,这里 N_0 为单边噪声功率谱密度,所以 $\sigma^2 = N_0/2$.

3.2 基于符号的 Log-MAP 算法

由二元 Turbo 码的 Log-MAP 译码算法, $d_k = ij$ 的似然比定义为式(1),信息符号 $ij = 00, 01, 10, 11$,后验值以符号 $d_k = 00$ 为参考定义,有 $L(d_k = 00) = 0$.

$$L(d_k = ij) = \log \left[\frac{P(d_k = ij | R_k^N)}{P(d_k = 00 | R_k^N)} \right] \quad (1)$$

式中, R_k^N 是根据 $R^b = (R_a, \dots, R_b)$ 定义的.该式计算由下面一组公式完成.

$$L(d_k = ij) = \log \left[\frac{m_{ij}(R_k, m, m)_{k-1}(m)_{k(m)}}{m_{00}(R_k, m, m)_{k-1}(m)_{k(m)}} \right] \quad (2)$$

$$k(m) = \frac{m_{ij}(R_k, m, m)_{k-1}(m)}{m_{m_{ij}}(R_k, m, m)_{k-1}(m)} \quad (3)$$

$$k(m) = \frac{m_{ij}(R_{k+1}, m, m)_{k-1}(m)}{m_{m_{ij}}(R_{k+1}, m, m)_{k(m)}} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} ij(R_k, m, m) &= p(R_k | d_k = ij, S_k = m, S_{k-1} = m) \\ &\cdot q(d_k = ij, S_k = m | S_{k-1} = m) \\ &= \frac{ch}{ij}(R_k, m, m) \cdot q(d_k = ij, S_k = m | S_{k-1} = m) \end{aligned} \quad (5)$$

式(5)中第一个因子为信道转移概率,即

$$\frac{ch}{ij}(R_k, m, m) = p(R_k | d_k = ij, S_k = m, S_{k-1} = m) \quad (6)$$

$k(m)$ 和 $k(m)$ 按前向递归和后向递归分别计算. $ij(R_k, m, m)$ 由高斯信道转移概率和编码器篱笆图状态转移概率计算.

定义 $d_k = ij$ 的先验值为

$$L_d(d_k = ij) = \log \left[\frac{P(d_k = ij)}{P(d_k = 00)} \right] \quad (7)$$

采用 16 状态分量码,选择适当的生成多项式,保证篱笆图上不存在并行转移,则式(5)中第二个因子表示的状态转移概率由信息符号的先验概率反映,可以由另一个分量码馈入的外信息计算.

$$\begin{aligned} q(d_k = ij, S_k = m | S_{k-1} = m) &= P(S_k = m | S_{k-1} = m) \cdot P(d_k = ij | S_{k-1} = m, S_k = m) \\ &= P(d_k = ij) \end{aligned} \quad (8)$$

把式(5)~(8)代入式(2)得

$$\begin{aligned} L(d_k = ij) &= L_d(d_k = ij) \\ &+ \log \left[\frac{m_{ij}(R_k, m, m)_{k-1}(m)_{k(m)}}{m_{00}(R_k, m, m)_{k-1}(m)_{k(m)}} \right] \end{aligned} \quad (9)$$

4 欧氏判决与信道估计

应用分量码的状态转移,式(6)很容易计算.若 k 对应当前分量码的未删余位置,而且 $S_{k-1} = m$ 到 $S_k = m$ 存在转移路径,则由该状态对 (m, m) 将唯一确定输出校验位 $p_k = T(m, m)$,这里 $T(\cdot)$ 是篱笆图状态转移函数.

$$\begin{aligned} \frac{ch}{ij}(R_k, m, m) &= \frac{ch}{ij}(R_k, Punc = No) \\ &\exp \left\{ - \frac{|R_k - X(d_k, p_k)|^2}{N_0} \right\} \end{aligned} \quad (10)$$

若 k 是删余位置,当前校验位由另一个分量码计算提供,可能任取 0 或 1,按二元 Turbo 译码被删校验位的处理方法,将令 $p_k = 0$ 且按式(10)计算.

图 3 的星座设计,实际上是 $GF(2)$ 上的 3 维空间到二维实数欧几里德空间 R^2 的一个映射.信号点在 R^2 空间中单位球面 $\{x \in R^2 | x \cdot x = 1\}$ 上均匀选取,这里 $x \cdot x = 1$ 表示向量 x 的点积^[7].这些信号点构成一个最大点积为 $s = \sqrt{2}$,最小距离为 $d_f = \sqrt{2 - \sqrt{2}}$ 的球码,各信号具有单位等能量.信道输出 R_k 可能是二维空间中任意一点.根据最大似然译码准则,接收信号应该判决为与其具有最小欧氏距离的码点.于是从 x 轴出发,按 $\pi/4$ 为间隔,将整个二维空间划分为 8 个判决区域,分别对应 8PSK 星座的 8 个信号点.同一象限的两个信号点,对应同一个信息符号.假设信号点与 3 比特子码采用自然顺序映射^[5,6],若在删余位置另一分量码提供了校验比特“1”,而译码中按 $p_k = 0$ 以欧氏距离判决,将导致错误判决.采用图 3 中所示的 Gray 映射,可以避免这个问题.但是令 $p_k = 0$ 所计算的欧氏距离,仍然相差不大,置信度不足.若按下式计算接收点 R_k 到各信息符号判决区域中两个信号点的平均欧氏距离,可有较大的置信度.

$$\begin{aligned} \frac{ch}{ij}(R_k, m, m) &= \frac{ch}{ij}(R_k, Punc = Yes) \\ &\exp \left\{ - \frac{|P_k - X(d_k, p_k)|^2}{4N_0} \right\} \end{aligned} \quad (11)$$

所以,分量码未删余位置和删余位置的信道转移概率应分别以式(10)和(11)计算.

根据以上讨论,信道输出中包含的信息符号似然值,按照

二维球码的判决方法计算,能够获得比较高的置信度.定义如下:

$$L_{ch}(d_k = ij) = \log \left[\frac{\exp\left\{-\frac{p_k=0,1}{p_k=0,1} |R_k - X(d_k, p_k)|^2 / 4N_0\right\}}{\exp\left\{-\frac{p_k=0,1}{p_k=0,1} |R_k - X(00, p_k)|^2 / 4N_0\right\}} \right]$$

$$= \frac{(|R_k - X(00, p_k)|^2 - |R_k - X(d_k, p_k)|^2) / 4N_0}{p_k=0,1} \quad (12)$$

最后,外信息 $L_e(d_k)$ 由式(13)计算.

$$L_e(d_k) = L(d_k) - L_d(d_k) - L_{ch}(d_k) \quad (13)$$

5 性能仿真

用伪随机序列生成器产生表示交织器的长度 N 置换向量.两个分量码完全相同,由码率 $1/2$ 、生成多项式 $\{37, 21\}$ 的 16 状态码删余后得到,码率为 $2/3$.编码器输出的 3 比特子码到 8PSK 信号点的映射如图 3 所示.

图 5 给出了交织器长度 N 分别为 32768、2048、512、256 时,迭代 10 次的结果,同时给出了文[5, 6]中设计方案的部分性能曲线,以进行比较.从图 5 中可以看出,该迭代算法收敛比较迅速.对于 $N = 32768$,迭代 10 次后,误比特率为 10^{-5} 所需的信噪比约为 3.23dB,距离 8PSK 调制、吞吐量 2bits/s/Hz 的 Shannon 限 2.85dB 还不到 0.4dB.

对于短交织器 $N = 512$,当信噪比大于 4.1dB 时,性能曲线下降缓慢,开始呈现出错误平台效应.对于短交织器 $N = 256$,错误平台效应则出现在 4.3dB 后.若交织器长度大于 2000,交织器长度的增加,对低信噪比时的译码性能改善比较缓慢.

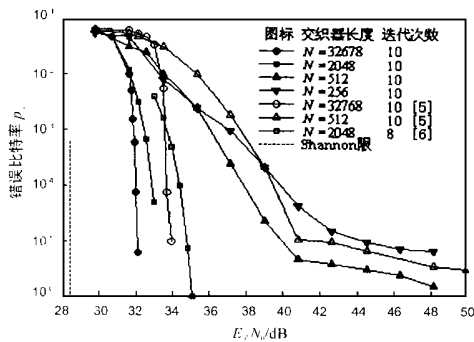


图 5 译码性能

6 结论

本文提出了一种能够缩短一半延时、适合于并行处理的

TTCM 结构,提出了基于符号的迭代译码中信道值的估计方法.利用格码理论和星座设计特点,充分利用信道输出的软信息,可靠地计算出信道输出中包含的信息符号似然值,进一步提高编码增益.这种方法可以推广至其它多电平调制和衰落信道.

参考文献:

- [1] G Ungerboeck. Channel coding with multilevel phase signaling [J]. IEEE Trans., IT, 1982, 28(1): 55 - 67.
- [2] C Berrou, A Glavieux. Near optimum error correcting coding and decoding: Turbo codes [J]. IEEE Trans., Com., 1996, 44(10): 1261 - 1271.
- [3] S Le Goff, A Glavieux, C Berrou. Turbo-codes and high spectral efficiency modulation [A]. Proc. IEEE ICC 94 [C], 1994: 645 - 649.
- [4] T M Duman, M Salehi. Performance bounds for Turbo-coded modulation systems [J]. IEEE Trans., Com., 1999, 47(4): 511 - 521.
- [5] P Robertson, T Wörz. Bandwidth-efficient Turbo trellis-coded modulation using punctured component codes [J]. IEEE J. on SAC, 1998, 16(2): 206 - 218.
- [6] D Divsalar, F Pollara. On the design of Turbo codes [R]. TDA Progress Report 42 - 123, 1995. 11: 99 - 121.
- [7] 贺玉成. 格及其编码和译码 [J]. 西安电子科技大学学报, 1990, 17(1): 70 - 77.

作者简介:



贺玉成 男, 1964 年 12 月出生于山西太原.

1989 年毕业于西安电子科技大学, 获通信与电子系统工学硕士学位, 现为该校博士研究生. 曾经从事跳频移动通信、保密语音通信、差错控制编码以及格码的研究, 从事计算机网络工程及系统软件的开发研制工作, 曾获得部级科技进步奖. 1999 - 2000 年在日本静冈大学进行学习和研究.

目前的研究方向是 LDPC 码、Turbo 码及编码调制技术.

杨莉 分别于 1988 年和 1991 年在西安电子科技大学获工学学士和工学硕士学位, 留校任教至今. 曾经从事研究密码学, 目前主要研究计算机接口技术、Turbo 码及编码调制技术.

王新梅 男, 1937 年出生. 西安电子科技大学教授、博士生导师. 中国电子学会会士, 长期从事信息论、编码和密码学的教学与研究.