

# TPC在多业务数字通信中的应用

韩周安<sup>1</sup>, 韩 猛<sup>2</sup>, 钱晓蕾<sup>2</sup>

(1. 电子科技大学电子工程学院 成都 610054; 2. 西南电子电信技术研究所 成都 610041)

**【摘要】**构建了一种Turbo乘积码结合分级16QAM调制方式, 该码可以在高效率的前提下提供强大的纠错能力, 而分级调制可以在同一信道内支持多种业务。同时, 给出了收端的分级解调和迭代译码算法, 从理论上分析了该方案的纠错性能限, 并通过仿真证明其信噪比门限对于实际系统来说是很容易满足的。

**关键词** Turbo乘积码; 多业务; 迭代译码  
**中图分类号** TN911 **文献标识码** A

## Application of TPC in Multi-Services Digital Communication

HAN Zhou-an<sup>1</sup>, HAN Meng<sup>2</sup>, QIAN Xiao-lei<sup>2</sup>

(1. School of Electronic Engineering, UEST of China Chengdu 610054;  
2. Institute of Southwest Electronic & Telecommunication Technology Chengdu 610041)

**Abstract** A new application of TPC in connection with hierarchical 16QAM modulation is presented. TPC can achieve error-correcting at a high coding rate, while hierarchical modulation supports multi-services within one physical channel. The algorithms of hierarchical demodulation and iterative decoding are introduced and the performance bound of TPC in this application is theoretically analyzed. Simulations show that the SNR threshold of this scheme is very easy to fulfill in a practical digital communication system.

**Key words** Turbo product codes; multi-services; iterative decoding

现代数字通信系统对传输效率的要求越来越高, 有时甚至需要在同一射频信道内传输多业务数据。与此同时, 信道编码技术是解决传输可靠性问题的不二选择, 编码引入的大量冗余比特又进一步降低了传输效率并增加了通信成本。乘积码因为具有高效率<sup>[1]</sup>, 长期以来得到了广泛应用, 直到1993年Turbo码问世<sup>[2]</sup>, 人们发现乘积码实际上是一种特殊Turbo码, 称为Turbo乘积码TPC<sup>[3]</sup>。在其译码中, 引入常规Turbo码赖以获得接近香农限性能的迭代算法, 使TPC兼具了高效率和高可靠性。本文提出一种数字通信方案, 它采用TPC编码并引入分级星座图支持多业务。

### 1 发端方案

图1为本方案发射机框图。两个独立的、具有不同优先级(HP和LP)的业务码流首先经过扰码, 以确保数据有足够的二进制变化。随后, 不同业务流分别进行TPC编码, 两路已编码比特再共同完成非均匀16QAM调制, 块同步头使收端能够获得译码同步, 最后调制符号由射频模块完成发射。

如图2所示, TPC编码分为3个步骤:

(1) 将信息比特填入一个 $k_2$ 行 $k_1$ 列的矩阵;

(2) 对矩阵的每一行, 用一个 $(n_1, k_1)$ 系统分组码 $V_1$ 进行编码,  $n_1$ 和 $k_1$ 分别代表码字和信息字的长度, 得到行校验;

(3) 对每一列, 用一个 $(n_2, k_2)$ 系统分组码 $V_2$ 进行编码, 最终得到的TPC是一个 $(n_1 n_2, k_1 k_2)$ 分组码。

本方案将TPC的行、列分量码 $V_1$ 和 $V_2$ 都设定为标准的(64,57)扩展BCH码, 其原始BCH码的生成多项式为: $g(x)=x^6+x+1$ 。为了进一步提高效率, 对49个双校验比特进行删余操作, 得到的码字为TPC(4 047,3 249), 码率 $R=3\ 249/4\ 047\approx 0.8$ 。如此高的码率, 对系统的效率影响就相对较小。

收稿日期: 2005-03-10

作者简介: 韩周安(1966-), 男, 博士生, 主要从事信号与信息处理方面的研究。

非均匀分级星座图映射技术最早在欧洲数字电视广播标准DVB中采用<sup>[4]</sup>。如图3所示,首先编码后的HP和LP码流分别映射为图3a、3b的QPSK星座,两种星座点的最小欧氏距离各不相同。然后,将每个LP信号

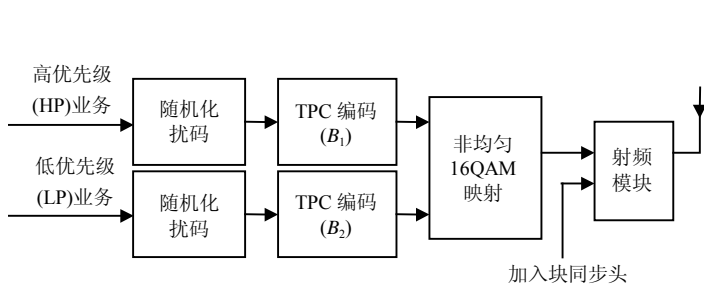


图1 发端方案框图

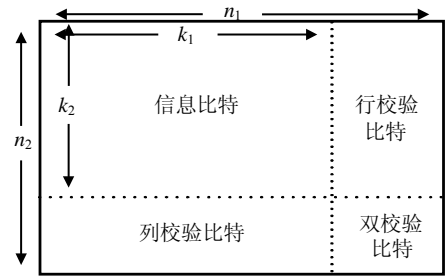


图2 TPC码示意图

叠加到由HP比特确定的星座点上,最终形成如图3c所示的由两层(Lay)QPSK信号复合成的欧氏距离不均匀的16QAM星座。由此可见,分级星座图的实质是将物理的射频信道分成两个“虚拟”信道,在每个信道中承载独立的业务,这种分层是通过不同的欧氏距离映射实现的。

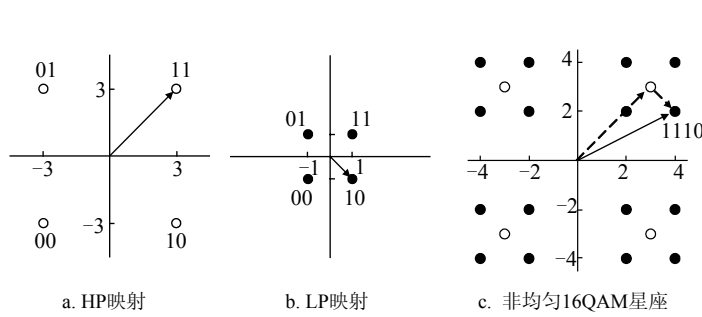


图3 非均匀16QAM分级映射

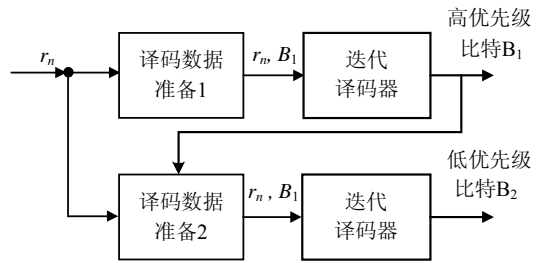


图4 分级解调和译码

## 2 收端方案

### 2.1 分级解调

在接收端,将图3c的信号视为广义的QPSK信号,通过解调和TPC译码,判决出信号属于哪个象限。此时,实际上是将LP信号看作叠加在有用信号上的“噪声”。在完成HP信号判决后,只需要HP业务的用户可以就此止步;需要接收LP信号的接收机则要将HP信号的判决结果视为正确,并以之为基础再进行一轮LP QPSK信号的解调和译码。

如图4所示,接收端信号样点在分为同相分量 $I$ 和正交分量 $Q$ 后,在高斯信道下的信号电平可表示为:

$$r_n = s_n + n_n, \quad s_n = \pm 2, \pm 4 \quad (1)$$

式中  $n_n$  为均值为0方差为 $N_0/2$ 的实高斯噪声。对高优先级比特 $B_1$ ,由于其对应的信号电平平均绝对值为 $lay_1=3$ (如图3所示),所以HP业务对应的TPC迭代译码器数据输入为:

$$r_{n,B_1} = \frac{r_n}{lay_1} \quad (2)$$

在完成HP码流译码并恢复出 $B_1$ 后,需要进一步接收LP业务码流的接收机则假设 $B_1$ 译码结果完全正确,在此基础上得到LP码流对应的TPC迭代译码器数据输入为:

$$r_{n,B_2} = [r_n - (2B_1 - 1)lay_1] \quad (B_1 = 0, 1) \quad (3)$$

### 2.2 TPC的迭代译码

为硬件实现简单,本文采用了基于BCJR<sup>[5]</sup>软输入软输出(SISO)译码的MAX-LOG-MAP简化迭代算法<sup>[6]</sup>。首先将分量码表示成格型结构,这是通过校验矩阵实现的<sup>[5]</sup>。假设扩展BCH(64,57)的校验阵为:

$$\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2 \cdots \mathbf{h}_i \cdots \mathbf{h}_{64}] \quad (4)$$

式中  $\mathbf{h}_i (1 \leq i \leq 64)$  为64-57=7维列向量。那么对于合法码字  $\mathbf{u} = (u_1, u_2, \cdots, u_{64})$ , 必定有:  $\mathbf{H} \cdot \mathbf{u}^T = 0$ , 其中  $\mathbf{u}^T$

表示码字向量的转置, 0为7维的全0列向量。因此可以定义格型状态 $\sigma_j(0 \leq j \leq 64)$ 为:

$$\sigma_j = \sum_{i=1}^j u_i \cdot h_i = \sigma_{j-1} + u_j \cdot h_j \quad (5)$$

由式(5)可见, 分组码同样可以表示成状态递推的格型图形式。在本例中, 每一级格型的最大状态数为 $2^7$ 。本文定义初始状态 $\sigma_0$ 为0, 显然终止状态 $\sigma_{64}$ 也为0, 即 $2^{57}$ 个合法码字都可以在格型图中找到一个起自0状态并终结在0状态的路径。最后, 去除格型图中终止状态不为0的路径以及无用的节点, 再适当调整校验矩阵, 就可以得到最小化格型图(minimal trellis), 它同构图形中是唯一的。

在此基础上, 可以对每一个BCH(64,57)分量码进行基于MAX-LOG-MAP准则的译码。该算法的原理可见于诸多文献。需要强调的是, 对于删除了双校验比特的TPC来说, 在每一次迭代中仅有信息比特的似然值需要更新, 行、列校验比特的似然值维持不变。经过若干次迭代后即可输出硬判决结果, 用于完成解扰并输出。

### 3 仿真结果和讨论

本节分析本方案TPC(4047,3249)码字本身的性能, TPC仍然属于线性分组码, 其纠错能力取决于码字的重量(即二进制码字中“1”的个数)以及具有这个重量的码字数量(称为重量谱)。在高信噪比时, 决定因素是码字的最小重量和它的重量谱。我们知道, 分量码BCH(64,57)的最小码重为4, 原始TPC最小码重应为16。但经过删余双校验比特后, 可以证明此时TPC(4 047, 3 249)的最小码重为 $d_{\min}=7$ , 且这个重量的码字其信息比特矩阵中只能有一个“1”。经过搜索可知这样的码字共有 $\alpha=1 225$ 个。在获得这两个码参数后, 可以得到整个码字在AWGN信道高信噪比下采用二进制调制的错误概率下界为<sup>[7]</sup>:

$$P_c = \alpha Q \left( \sqrt{d_{\min} 2R \cdot \frac{E_b}{N_0}} \right) \quad (6)$$

式中  $R$  为码率;  $E_b$  是每个信息比特消耗的能量。在每一个错误的译码之内, 错误数量都应该大于或等于最小距离, 因此错误比特概率下界为:

$$P_b \approx d_{\min} \cdot \frac{P_c}{N} \quad (7)$$

式中  $N$  为码长。注意到信息比特和校验比特的错误概率相同, 因此式(7)就是高信噪比下的误比特率。

由以上分析可见, 本方案码字最小重量为7, 相对于码长4 047来说并不高, 但是其最小重量码字数仅有1 225个, 相对于 $2^{3 249}$ 个有效码字来说所占比例非常少, 这就符合了Turbo码的特点, 即码集合的最小自由距离不大但分布稀疏, 这是Turbo码能获得优异译码性能的直接原因。图5是对上述分析的仿真结果, 图中的理论界曲线即式(7)。从图5中可见, 在高信噪比情况下, 仿真结果与理论下限趋于吻合。

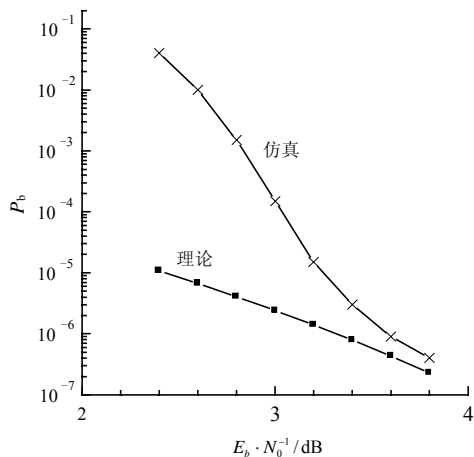


图5 TPC(4 047, 3 249)的译码性能

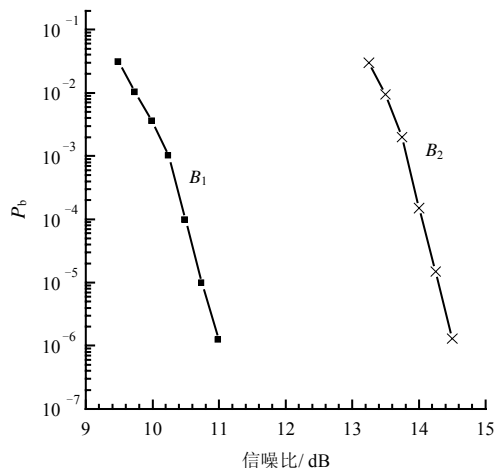


图6 本方案的译码性能曲线

图6为本方案两种优先级业务码流在AWGN信道下的误比特率曲线。为统计方便, 横坐标采用了信噪比(SNR)。图中每条曲线都是6次迭代的结果。由图可见, 两组曲线随SNR增加都能陡峭下降, 在 $P_b=1 \times 10^{-5}$ 处,

两种码流对应的SNR门限分别为10.7 dB和14.2 dB。对于一个实用的数字通信系统来说, SNR 门限通常都是很容易满足的, 由此证明了本方案的可行性。

在本方案中, 两种优先级的码流可以在同一物理信道内提供有不同传输要求的业务。例如, 高优先级码流可以提供数据、文本和图片等信息所需要的准透明传输; 与此同时, 低优先级码流可用来传输语音、图像等有一定容错能力的信息。从译码过程来看, 需要接收LP码流的接收端要依次对每一层调制进行处理, 似乎比较复杂。但是, 在LP码流可以正常接收的信噪比范围内, 对HP码流仅需经过一次迭代译码甚至只需硬判决, LP码流就可以获得与图6近似的接收效果, 几乎没有性能损失, 因此用户可以根据场强环境和自身的接收兴趣灵活地决定解调和译码策略。

TPC的最大优势是它在高码率下仍然具有优越的纠错性能, 对带宽有效通信系统来说, 更高的码率也就意味着更高的频谱效率和更高的信息传输能力。需要指出, 传统的卷积码和TCM也可以通过删余来获得高码率, 但是当码率高于3/4后它们的纠错能力就非常弱了。事实上, 在文献[3]中已证明, 在高码率情况下, TPC的性能甚至明显好于同等码率的卷积Turbo码。当然, 迭代译码算法的计算量较大且和迭代次数成正比, 同时迭代延时使得实时交互通信难以实现, 这是所有Turbo译码方案共同的局限。

## 4 结 论

本文提出了一种应用于数字通信系统的编码调制方案, 其特色在于构建了一种TPC(4 047,3 249)编码结合分级16QAM调制方式, 借助迭代译码算法, TPC可以在高效率的前提下提供强大的纠错能力, 而分级调制可以在同一信道内支持多种业务, 提供服务的灵活性。本文给出了收端的分级解调和迭代译码算法, 从理论上分析了本方案TPC(4 047, 3 249)码的纠错性能限, 并通过仿真证明了本系统的性能。

### 参 考 文 献

- [1] 王新梅, 肖国镇. 纠错码——原理与方法(修订版)[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2001.
- [2] BERROU C, GLAVIEUX A, THITIMAJSHIMA P. Near shannon limit error-correcting coding and decoding: turbo codes[C]// IEEE Proceedings of ICC, Geneva, IEEE, 1993:1 064-1 070.
- [3] PYNDAIH R. Near-optimum decoding of product codes: block Turbo codes [J]. IEEE Trans on Communication, 1998, 46 (8): 1 003-1 010.
- [4] ETS 300 744. Digital video broadcasting (DVB); framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television[S]. 1999.
- [5] BAHL L, COCKE J, JEINEK F, et al. Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate[J]. IEEE trans on Information Theory, 1974, 20(2): 284-287.
- [6] ROBERTSON P, WILLEBRUN E, HOEHER P. A comparison of optimal and sub-optimal MAP decoding algorithm operating in the Log domain[C]// IEEE Proceedings of ICC, Seattle, IEEE, 1995, 1 009-1 013.
- [7] WILLIAMS D. Turbo product code FEC contribution[R]. Technical report pc-00/35, IEEE 802.16.1, 2000.

编 辑 徐安玉