

一种基于 TCM 的信道编码与物理层网络编码的联合设计

陈志成*^① 郑宝玉^① 吉晓东^{①②} 肖小潮^①

^①(南京邮电大学信号处理与传输研究院 南京 210003)

^②(宽带无线通信与传感网技术教育部重点实验室 南京 210003)

摘要: 该文在双向中继信道中基于网格编码调制(Trellis Coded Modulation, TCM)提出了一种信道编码与物理层网络编码的联合实施机制。该机制采用 TCM, 将编码和调制统一考虑, 提高了编码序列的自由距离, 从而获得更高的编码增益。此外, 利用卷积码和 MAC-XOR 网络编码的线性性质, 使得中继节点只要直接估计网络编码的码字, 这样中继节点进行 TCM 译码的复杂度减少了 50%。该机制同时考虑信道编码技术、调制技术以及物理层网络编码三者联合设计的问题, 既提高信息传输率, 又保证了可靠性。

关键词: 网格编码调制; 物理层网络编码; 联合设计

中图分类号: TN915

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2011)11-2594-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2011.00112

An Improved Joint Design of Physical Layer Network Coding and Channel Coding Based on Trellis Coded Modulation in Two-way Relay Channel

Chen Zhi-cheng^① Zheng Bao-yu^① Ji Xiao-dong^{①②} Xiao Xiao-chao^①

^①(Institute of Signal Processing and Transmission, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China)

^②(Key Lab of Broadband Wireless Communication and Sensor Network Technology, Nanjing 210003, China)

Abstract: A new scheme of joint channel coding and Physical layer Network Coding (PNC) is proposed for multiple-access channel based on Trellis Coded Modulation (TCM) in the Multiple Access Control (MAC) stage of the investigated two-way relay scenario. As a result of the adoption of TCM that combines channel coding with modulation, the scheme improves the free distance of the coding sequence, thus more encoding gain is obtained. In addition, the proposed scheme takes advantage of the linearity of convolutional code and MAC-XOR NC so that digital bits of network coding can be estimated directly. In this way the complexity of the decoding at the relay node is reduced by almost 50%. The proposed scheme considers the problem of joint design of channel coding, modulation and PNC, so that the system not only increases the information transmission rate, but also guarantees the reliability.

Key words: Trellis Coded Modulation (TCM); Physical layer Network Coding (PNC); Joint design

1 引言

网络编码^[1](Network Coding, NC)的概念最初诞生于有线网络, 研究表明采用 NC 能大大提高系统资源利用率和提升网络吞吐量。无线信道具有广播传输特性, 一个网络节点发送的信息可以被其传输范围内的所有节点接收, 这势必会引起信号间的干扰。在大多数科研人员都致力于减少或避免这种干扰时, 文献[2]创新性地提出了物理层网络编码(Physical Network Coding, PNC), 其思想是: 在中

继节点应用恰当的调制解调技术, 将信号的叠加映射为相应数字比特流的异或, 使干扰变成 NC 算法操作的一部分。PNC 的提出为进一步提高无线网络的吞吐量提供了新的思路。实现 PNC 的一种思想是将纠错编码与 NC 相结合。文献[3]最早结合信道编码和 XOR 网络编码在双向中继中的应用, 提出了一种 Turbo 网络编码, 研究发现与文献[2]中的一般 PNC 机制相比, 该方案能够大大提高 PNC 在无线通信系统中的可靠性。文献[4]利用信道编码和 NC 异或运算的线性性质, 提出了一种信道编码与 PNC 的联合设计方案, 该方案采用重复累加码(Repeat Accumulate, RA), 避免解出跟 PNC 无关的信息, 在保证一定可靠性的基础上, 降低了译码复杂度。

2011-02-14 收到, 2011-08-29 改回

国家自然科学基金(60972039), 江苏省自然科学基金重点项目(BK2010077)和江苏省研究生创新计划(CXZZ11_0391)资助课题

*通信作者: 陈志成 zhicheng089@163.com

传统信道编码和调制技术通常用来提高无线通信系统的可靠性和有效性，但通常两者是矛盾的。网络编码调制^[5](Trellis Coded Modulation, TCM)将编码和调制结合，利用状态的记忆和适当的映射来增大码字序列之间的距离，进行联合优化设计，可在不展宽频带的前提下获得编码增益。这在一定程度上解决了通信系统中信息传输的可靠性和有效性之间的矛盾。虽然，TCM 最早提出时采用的是卷积码，但 Turbo 码是卷积码和随机交织的结合，因此 Turbo 码很容易扩展到 TCM 系统中。文献[6]将 Turbo 码与 TCM 相结合(简称 TTCM)，提高了其频带利用率。本文在双向中继信道(Two-Way Relay Channel, TWRC)中考虑 TCM 与 PNC 的结合，尝试信道编码、调制以及物理层网络编码的联合设计。

文献[3,4]针对 TWRC 设计了一种信道编码和 PNC 的联合实施方案，保证了可靠性，但是独立了调制方式，不能有效地提高信息速率。如何把传统信道编码、调制以及 PNC 三者有机结合起来还处于探索阶段，而且是一项极具挑战性的工作，目前相关的研究还不是很多。与文献[3,4]不同的是本文针对 TWRC 设计一种基于 TCM 的信道编码和 PNC 的联合实施方案。利用卷积码的线性性质^[7]，在中继节点采取网格维特比译码算法^[8]进行一次 TCM 的译码，直接估计网络编码的码字，降低了 50%的译码复杂度。由于同时考虑了编码和调制技术，所提方案既提高了信息传输速率，又保证了可靠性。

本文内容安排如下：第 2 节介绍系统模型，第 3 节给出基于 TCM 的信道编码与 PNC 联合设计的实施机制，第 4 节对提出的机制进行误比特率性能分析，第 5 节进行仿真验证，第 6 节得出结论。

2 双向中继信道模型

本文采用的场景是两个源节点 A、B 和一个中继节点 R 的 TWRC。如图 1 所示，节点 A 与节点 B 通过中继节点 R 来交换信息。考虑实际无线节点很难从接收信号中消除强干扰的传输信号，因此本文假设通信双方工作在半双工通信模式。假设 $\mathbf{b}_A \in \{0,1\}^K$ ， $\mathbf{b}_B \in \{0,1\}^K$ 分别表示源节点 A 和 B 的信息符号集， $\mathbf{C}_A \in \{0,1\}^N$ ， $\mathbf{C}_B \in \{0,1\}^N$ 分别表示源数据包 \mathbf{b}_A ， \mathbf{b}_B 经过码率为 $R_c = K/N$ 的相同线性信道编码的码字向量， X_A, X_B 表示 \mathbf{C}_A 和 \mathbf{C}_B 经

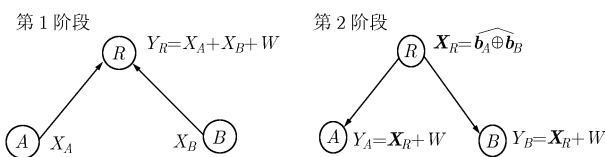


图 1 系统模型

过调制后的符号。节点 A 和 B 在第 1 阶段(多址接入阶段)同时向中继节点 R 发送数据包 X_A 和 X_B 。假设系统完全同步，信号发射功率相等，信道为加性高斯白噪声信道，噪声方差为 σ^2 ，双边功率谱密度为 $N_0/2$ 。由于 X_A 和 X_B 同时被传送，该多址接入信道的输出可以表示为

$$Y_R = X_A + X_B + W = R + W \quad (1)$$

其中 Y_R 是信道输出， $R = X_A + X_B$ ， W 是噪声项。

节点 R 收到叠加信号 Y_R 后经过译码以及 PNC 估计得到 $\mathbf{X}_R = \widehat{\mathbf{b}_A \oplus \mathbf{b}_B}$ ，其中 $\widehat{\mathbf{b}_A \oplus \mathbf{b}_B}$ 是 $\mathbf{b}_A \oplus \mathbf{b}_B$ 的估计值。在第 2 阶段，中继节点 R 将处理得到的信号 $\widehat{\mathbf{b}_A \oplus \mathbf{b}_B}$ 广播给节点 A 和 B，节点 A 和 B 可以通过比特异或 $\widehat{\mathbf{b}}_B = \widehat{\mathbf{b}_{A \oplus B}} \oplus \mathbf{b}_A$ 和 $\widehat{\mathbf{b}}_A = \widehat{\mathbf{b}_{A \oplus B}} \oplus \mathbf{b}_B$ 获得对方的信息。其中 A 和 B 信息交换的关键是在多址接入阶段中继节点实现 $Y_R \rightarrow \widehat{\mathbf{b}}_R = \widehat{\mathbf{b}_A \oplus \mathbf{b}_B}$ 的解码，该系统的误比特率性能很大程度取决于该过程，因此本文的重点放在这一过程的实现。

3 基于 TCM 的信道编码与 PNC 联合设计

如图 2 所示，该方案是在 TWRC 中基于 TCM 设计一种信道编码与 PNC 的联合实施机制。与已有的 PNC 机制相比，该方案采用了 TCM，将编码和调制进行统一考虑，提高了编码序列的自由距离。同时在中继节点利用卷积码的线性性质^[7]，使得信道编码、调制以及 PNC 三者有机结合起来，既提高信息传输速率，又保证了可靠性。

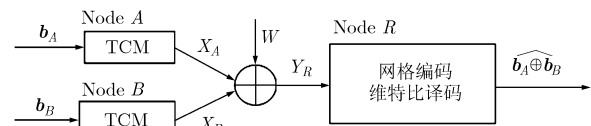


图 2 联合物理层网络编码与信道编码机制

本节的内容分成 3 个部分：(1)TCM 的设计，(2)中继节点叠加信号的星座映射，(3)信道解码和 PNC 的联合设计。

(1)TCM 的设计 TCM 是一种“信号集空间编码(signal-space code)”，它将编码与调制作统一考虑，利用信号集的冗余度来获取纠错能力。这里为了讨论方便和在中继节点利用卷积码的线性性质^[7]，设源节点 A 和 B 都使用如图 3 所示的 TCM 编码调制器，码率为 $R_c = 2/3$ 。如图 3 所示，两比特信息 x_n^2, x_n^1 经码率为 $R_c = 2/3$ 系统卷积编码后输出 (y_n^2, y_n^1, y_n^0) ，二进制 3 重 (y_n^2, y_n^1, y_n^0) 仅含 2 bit 信息，且有 8 种可能的组合，所以输入的 2 bit 信息不能简单地与 8PSK 星座一一对应，必须加上卷积码状态转移规律作为参考信息，从而增大最可能被混淆的

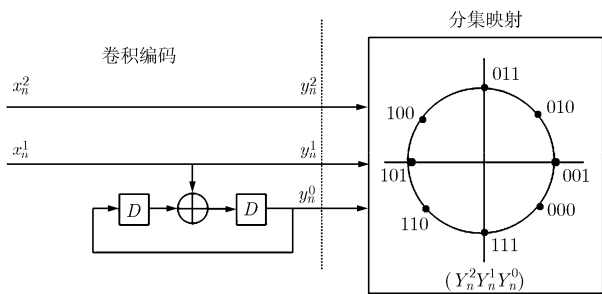


图 3 4 状态 8PSK 网格编码调制器

星座之间的距离，获得更多的编码增益。根据文献 [6] 的分集原理，得到图 3 的 8PSK 的星座映射以及图 4 的网格。TCM 分集的结果产生了 4 个子集 C_0, C_1, C_2, C_3 ，其中 $C_0 = \{000, 100\}, C_1 = \{010, 110\}, C_2 = \{001, 101\}, C_3 = \{011, 111\}$ 。这样就确定了 TCM 的编码调制结构。

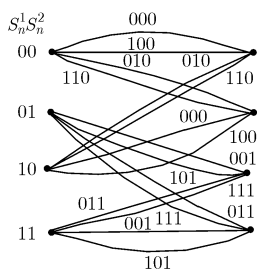


图 4 网格图

(2) 中继节点的叠加信号的星座映射 源节点 A, B 的 8PSK 调制信号 $s_i(t) = a_i \cos(\omega t) + b_i \sin(\omega t)$ 具有 8 种不同取值。节点 A 和 B 在第 1 阶段(多址接入阶段)同时将各自的 8PSK 调制信号 $s_A(t)$ 和 $s_B(t)$ 发射到中继节点 R, 在不考虑噪声的情况下, 中继节点 R 收到两个调制信号的叠加 $s_A(t) + s_B(t)$ 。为了实现信道解码和 PNC 的联合设计, 必须把两个 8PSK 信号的和信号映射到一个 8PSK 信号星座。下面考虑叠加信号的星座映射。

根据文献 [7] 可知卷积码具有线性性质, 即若 C_A, C_B 分别是同种卷积码的码字, 则 $C_A \oplus C_B$ 也是该系统的码字, 该性质可以用式 (2) 来表示。

$$C(\mathbf{b}_A \oplus \mathbf{b}_B) = C(\mathbf{b}_A) \oplus C(\mathbf{b}_B) \quad (2)$$

其中 C 表示卷积码编码的映射函数, 且 $C(\mathbf{b}_A) = C_A, C(\mathbf{b}_B) = C_B$, 因此 $\mathbf{b}_A \oplus \mathbf{b}_B = C^{-1}(C_A \oplus C_B)$ (C^{-1} 表示译码的函数)。叠加信号 $s_A(t) + s_B(t)$ 总共有 33 种情况, 中继节点的 $s_A(t) + s_B(t)$ 星座所对应的信息比特要与 $C(\mathbf{b}_A) \oplus C(\mathbf{b}_B)$ (即 $C(\mathbf{b}_A \oplus \mathbf{b}_B)$) 一样。于是就得到中继节点的叠加信号的各分集的星座映射如图 5 所示。中继节点的星座仍然分成 4 个子集, 所包含的信息比特元素与上一节讨论的 TCM 的一样,

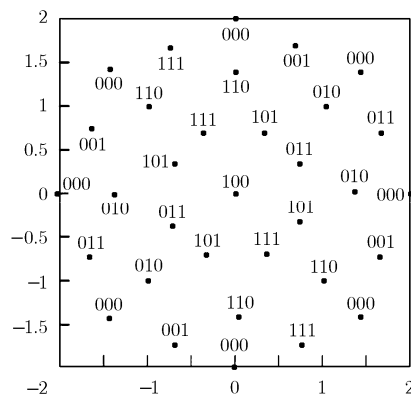


图 5 中继节点的叠加信号的星座映射

但是这里子集中信息比特所对应的星座点变多了, 为了区别, 我们用 C'_0, C'_1, C'_2, C'_3 表示, 其中 $C'_0 = \{000, 100\}, C'_1 = \{010, 110\}, C'_2 = \{001, 101\}, C'_3 = \{011, 111\}$ 。

(3) 信道解码和 PNC 的联合设计 实现 PNC 的关键过程是 $Y_R \rightarrow \mathbf{b}_R = \mathbf{b}_A \oplus \mathbf{b}_B$ 的解码过程, 为了实现该过程, 本节利用 TCM 中卷积码的线性性质和上一节设计的中继节点叠加信号的星座映射来实现上述解码过程。假设中继节点有以 $\mathbf{b}_A \oplus \mathbf{b}_B$ 输入信息比特, 输出为 $s_A(t) + s_B(t)$ 的虚拟编码过程(如图 6 所示), 接着中继节点 R 只需进行一次网格维特比译码来同时完成信道解码和 PNC, 在保证一定可靠性的基础上, 降低译码复杂度。

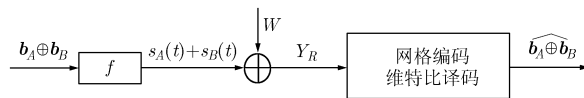


图 6 中继节点虚拟的编码以及译码过程

图 6 中的 f 定义为

$$s_A(t) + s_B(t) = f(\mathbf{b}_A \oplus \mathbf{b}_B) = T(\mathbf{b}_A) + T(\mathbf{b}_B) \quad (3)$$

其中 T 代表图 3 采用的 TCM 编码过程, $T(\cdot)$ 的值域是 8PSK 调制信号 $s_i(t) = a_i \cos(\omega t) + b_i \sin(\omega t)$ 。下面讨论中继节点虚拟编码的译码过程。

假设发送端发出按图 6 编码的信号系列 $V = (V_1(t), \dots, V_n(t), \dots)$, 其中 $V_i(t) = s_A^i(t) + s_B^i(t)$ 表示第 i 时刻中继节点收到的叠加信号, 接收端收到的序列是 $Y = (Y_1(t), \dots, Y_n(t), \dots)$ 。为了从接收到的序列 Y 中解码出源节点的信息比特或序列 $\widehat{\mathbf{b}}_R = (\widehat{b}_A^1 \oplus \widehat{b}_B^1, \dots, \widehat{b}_A^n \oplus \widehat{b}_B^n, \dots)$, 考虑改进文献 [6] 的网格编码调制的维特比译码法来对本文的机制进行译码。这里的路程量度 PM(Path Measure, PM) 和支路分量度 BM(Branch Measure, BM) 不再是汉明距离, 而是两个信号的欧氏距离, 其中欧氏距离的值越小,

表示相似度越大，本文使用 $D(M, N)$ 表示两个信号 M 与 N 的欧氏距离。译码算法中的符号说明：

$C'_{i,j}$ 表示编码存储器的状态由 i 转移到 j 所对应的信号集。

$BM_n(i, j)$, $j = 1, 2, \dots, N$ (N 是网格图的状态数) 表示第 n 时刻收到的信号 $Y_n(t)$ 与 $C'_{i,j}$ 的最小欧氏距离。

$PM_n(l)$ ($l = 1, 2, \dots, N$) 表示截止到第 n 时刻状态为 l 的候选系列与接收系列相比的最小欧氏距离。

$SUR_n(l)$ ($l = 1, 2, \dots, N$) 表示截止到第 n 时刻，到达状态 l 的最大似然译码序列。

中继节点 R 的译码具体步骤如下：

步骤 1 初始化

分支量度 BM、路径量度 PM、留存路径 SUR 等初始化为 0，网格编码器的初始状态为 00。

设第 $n-1$ 时刻的译码已完成，PM, SUR 等需累积的参数已存储完毕，下面讨论第 n 时刻译码。

步骤 2 计算分支量度 $BM_n(i, j)$, $j=1, 2, \dots, N$

根据网格图可知从哪个状态转移到哪个状态是可能以及从一个状态转移到另一状态所对应的信号集。计算 $Y_n(t)$ 与上面所设计的星座图(图 5)的各点 $V^{(m)}(t)$ 的欧氏距离 $D[Y_n(t), V^{(m)}(t)]$ ，则分支量度 $BM_n(i, j)$ 为

$$BM_n(i, j) = \min_{V^{(m)}(t) \in C'_{i,j}} D[Y_n(t), V^{(m)}(t)], \quad i, j = 1, 2, \dots, N \quad (4)$$

步骤 3 更新各状态的路径量度 $PM_n(l)$ ($l = 1, 2, \dots, N$)

假设在网格图中有 P 个前状态分别为 k_1, k_2, \dots, k_p 可以转移到网格编码器状态 l ，且前状态路径量度 $PM_{n-1}(k_p)$, $p = 1, 2, \dots, P$ ，则路径量度 $PM_n(l)$ 为

$$PM_n(l) = \min_{p=1,2,\dots,P} \{PM_{n-1}(k_p) + BM_n(k_p, l)\}, \quad l = 1, 2, \dots, N \quad (5)$$

步骤 4 更新留存路径 $SUR_n(l)$ ($l = 1, 2, \dots, N$)

留存路径实际是由 L (L 一般取卷积码 (n, k, m) 限制长度的 10 倍，即 $L = 10m$) 个信息符号 (k 个信息比特) 组成，这里的 L 为译码延时，即第 n 时刻输入的接收信号 $Y_n(t)$ 要等到第 $n + L$ 时刻才能得到译码的结果。假设使状态 l 有最小的 $PM_n(l)$ 的前状态为 k ，第 $n-1$ 时刻的留存路径分别是

$$SUR_{n-1}(k) = \{\mathbf{B}_{n-L-1}(\mathbf{k}), \dots, \mathbf{B}_{n-2}(\mathbf{k}), \mathbf{B}_{n-1}(\mathbf{k})\},$$

$$SUR_{n-1}(l) = \{\mathbf{B}_{n-L-1}(\mathbf{l}), \dots, \mathbf{B}_{n-2}(\mathbf{l}), \mathbf{B}_{n-1}(\mathbf{l})\},$$

从状态 k 转移到状态 l 所输入的信息符号为 $\mathbf{B}_n(\mathbf{l})$ 。则更新 $SUR_n(l)$ 就是

$$SUR_n(l) = \{\mathbf{B}_{n-L}(\mathbf{k}), \dots, \mathbf{B}_{n-1}(\mathbf{k}), \mathbf{B}_n(\mathbf{l})\}$$

$$\triangleq \{\mathbf{B}_{n-L}(\mathbf{l}), \dots, \mathbf{B}_{n-1}(\mathbf{l}), \mathbf{B}_n(\mathbf{l})\} \quad (6)$$

这里 $\mathbf{B}_{n-L-1}(\mathbf{k})$ 原来是属于 $SUR_{n-1}(k)$ ，但是第 n 时刻被转移到 l 状态的 $\mathbf{B}_n(\mathbf{l})$ 顶出的，因此第 n 时刻第 l 状态输出为 $\mathbf{B}_{n-L-1}(\mathbf{k})$ 。

步骤 5 译码输出

上一步更新留存路径的每个状态的移寄存器在第 n 时刻都输出一个信息组，比较各路径量度 $PM_n(l)$ 最小(似然度最大)的那个状态对应的输出即为第 n 时刻的译码输出。

上面的网格维特比译码一步一步地译码，各步是相关的，体现系列译码的特点。译码器输出是 $\widehat{\mathbf{b}}_R = \widehat{\mathbf{b}}_A \oplus \widehat{\mathbf{b}}_B$ ，这样就完成了 $Y_R \rightarrow \widehat{\mathbf{b}}_R = \widehat{\mathbf{b}}_A \oplus \widehat{\mathbf{b}}_B$ 的解码过程，实现了信道解码和 PNC 的联合设计。

4 误比特率性能分析

本节分析所提机制的误比特率性能，根据文献 [8] 可知 TCM 误码率在信噪比 SNR 较大时与自由距离有如下关系：

$$P(e) \geq \frac{1}{2} N_{(\text{free})} \text{erfc} \left(\frac{d_f}{2\sqrt{N_0}} \right) \quad (7)$$

这里 $N_{(\text{free})}$ 是与正确路径的距离为 d_f 的差错路径的条数， $\text{erfc}(\cdot)$ 是补余误差函数， N_0 是高斯白噪声信道的单边噪声功率谱密度。本文所提机制在中继节点假设有一种虚拟的编码，虚拟编码的译码方法与 TCM 是类似的，因此只要求出中继节点虚拟编码的自由距离 d_f 以及 $N_{(\text{free})}$ ，就可以根据式(7)得到所提机制的一个误比特限。

不失一般性，假设全零路径是正确路径。从全零路径分叉又回到全零路径的所有路径与全零路径距离最小的那条路径(下面简称为串行路径)的距离记为 d_{seq} ，由于 TCM 存在并行转移，则该方案的自由距离 d_f 是 d_{seq} 与并行路径距离(记为 d_{par})两者的最小值，如图 7 所示，串行路径所对应的子集序列是 (C'_1, C'_2, C'_1) 。与全零路径不同的另一条路径是并行路径，对应的星座点是与 000 为与同一子集 C'_0 的另一点 100。根据图 7 可以计算得出 d_{seq} (式 8) 与 $d_{\text{par}}^2 = D^2[000, 111] = 4$ 。

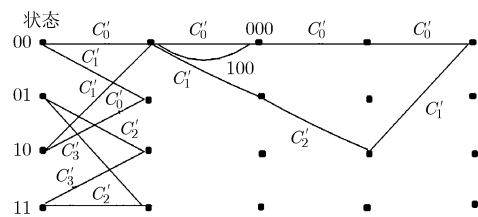


图 7 SPSK TCM 码的自由距离

$$\begin{aligned} d_{\text{seq}}^2 &= D^2[(C'_0, C'_0, C'_0), (C'_1, C'_2, C'_1)] \\ &= D^2(C'_0, C'_1) + D^2(C'_0, C'_2) + D^2(C'_0, C'_1) \\ &= 0.3431 + 0.5858 + 0.3431 = 1.272 \end{aligned} \quad (8)$$

故有 $d_f^2 = \min(d_{\text{seq}}^2, d_{\text{par}}^2) = 1.272$ 。中继节点星座图的设计使得具有相同码距的码字较少, 可将 $N_{(\text{free})}$ 近似为 1。本文考虑的信道是高斯白噪声信道, 因此信号从源节点 A , 节点 B 到中继节点 R 的能量保持不变, 中继节点的叠加信号的平均能量为 $E_{\text{av}} = 2$, 于是可以得到本文机制的误比特率限为

$$\begin{aligned} P(e) &\geq \frac{1}{2} N_{(\text{free})} \text{erfc}\left(\frac{d_f}{2\sqrt{N_0}}\right) = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{\sqrt{1.272}}{2\sqrt{N_0}}\right) \\ &= \frac{1}{2} \text{erfc}(\sqrt{0.477\text{SNR}}) \end{aligned} \quad (9)$$

其中 $\text{SNR} = E_{\text{av}} / 3N_0$ 表示信号每比特的信噪比。

5 信道容量分析

本节将分析所提机制在高斯随机信道下 8PSK 下的信道容量, 图 8 为基于高斯信道的 PNC 和信道解码联合设计的等效虚拟系统, 其中虚拟信道是整个信道的子信道, 子信道的输入为 $X_A + X_B$, 输出为 Y_R , W 表示为子信道的噪声, 且虚部和实部均是 $N(0, \sigma^2)$ 的复高斯随机变量, 即 $Y_R = X_A + X_B + W$ 。

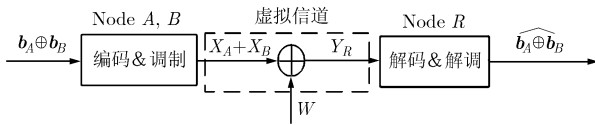


图 8 物理层网络编码的等效虚拟系统图

假设虚拟信道 (V_C) 的信道容量为 C_V , 则根据文献[9]给出的互信息和信道容量定义有

$$\begin{aligned} C_V &= I(x, y_R) = h(y) - h(y_R | x) \\ &= h(y_R) - h(x + w | x) = h(y_R) - h(w) \end{aligned} \quad (10)$$

其中 $h(y_R)$ 表示接收信号的熵, $h(z)$ 表示噪声熵。

根据文献[9]可知, W 是满足 1 维圆对称复随机变量, 其分布密度表达式为 $g(w) = 1/(\pi\sigma^2) \cdot \exp\left\{-\frac{x^2 + y^2}{\sigma^2}\right\}$, 其中 x, y 分别为 W 的实部和虚部。

于是复随机变量 W 的微分熵为

$$\begin{aligned} h(w) &= -\int_C g(z) \lg g(z) dz \\ &= -\int_R \int_R g(x, y) dx dy = \lg(2\pi e \sigma^4) \end{aligned} \quad (11)$$

又 $Y_R = X_A + X_B + W = C + W$, 式中 X_A, X_B 分别表示节点 A, B 的输入, 因为 X_A, X_B 与 W 是相互独立的, 所以 C 和 W 也是相互独立的, 故虚拟信道的 Y_R 概率密度(PDF)为

$$f(y_R) = \sum p(c = l)g(y_R - s) \quad (12)$$

式中 $p(\bullet)$ 表示 (\bullet) 发生的概率, $g(\bullet)$ 表示 1 维圆对称复随机变量的概率密度函数。

由于 X_A, X_B 均是等概的 8PSK 符号, 则由图 5 的星座图可以得到

$$\begin{aligned} p(c = x_A + x_B) &= p(c = a_A + a_B + (b_A + b_B)j) \\ &= \begin{cases} 1/8, & c = 0 \\ 1/64, & c = 2, \sqrt{2} + \sqrt{2}j, 2j, -\sqrt{2} + \sqrt{2}j, -2, \\ & -\sqrt{2} - \sqrt{2}j, -2j, \sqrt{2} - \sqrt{2}j \\ 1/32, & \text{其他} \end{cases} \end{aligned} \quad (13)$$

其中 $x_A = a_A + b_A j$, $x_B = a_B + b_B j$, 其他情况是指图 5 中星座图除了以上两种情况剩余的点。

又根据微分熵的定义可知

$$h(y_R) = -\int_C f(y_R) \log_2 f(y_R) dw \quad (14)$$

从而根据式(10)-式(14), 可以计算出基于 8PSK 调制的复高斯白噪声子信道的信道容量 C_V 。

6 仿真结果分析

本节利用仿真结果来说明所提机制的性能并验证该机制的有效性和可靠性, 在仿真中考虑 AWGN 信道, 而且系统是完全同步的, 信号是等功率发送的, 通信双方节点是半双工模式, TCM 采取的是图 3 的 TCM 编码器, 卷积码采取的是图 3 中 TCM 右边的卷积码编码器。

图 9 和图 10 中包含的方案: 本文所提的机制、两阶段的联合译码机制^[10] (图中用 BPSK 机制表示) 以及文献[10]提出的机制中把 BPSK 调制改为 8PSK (图中用 8PSK 机制表示)。在图 9, 我们给出各种机制在不同 SNR 下的误比特率, 在仿真中, 未编码的数据包长度设置为 1024 bit, 误比特率是按超过 10000 个数据包计算的平均值。从图 9 中可以看到: 在同时使用 8PSK 时, 本文所提机制的误比特率性能明显好于图 9 中的 8PSK 机制, 而且与所提机制的误比特率限的理论值非常接近, 由此可以看出所提机制的优越性。虽然所提的机制误比特率性能比两阶段的联合译码机制^[10]差 1 dB 左右, 但是从图 10 可以看到本文机制的容量优于其他两种机制, 更加逼近香农限。这主要是因为本文机制所采用的 TCM 将编码和调制统一考虑, 使编码系列的自由距离得以提高, 获得更多的编码增益, 实现了传统信道编码技术、调制技术以及物理层网络编码的联合设计, 既保证了可靠性, 又提高信息传输率。图 11 给出了各种机制在不同数据包长度(1024, 4096)的误比特率性能, 从图 11 可以看出: 数据包的长度越长, 误比特率越小, 这对本文仿真的所有机制是一样的。

7 结束语

本文基于 TCM 提出了一种信道编码与 PNC 的联合实施机制, 该机制将编码和调制统一考虑, 提高了编码序列的自由距离, 获得了更高的编码增益。同时利用卷积码和 MAC-XOR NC 的线性性质, 因此中继节点只要直接估计网络编码的码字, 使得在中继节点译码的复杂度减少 50%。总之, 本文所提

机制将道编码、调制以及 PNC 三者有机结合, 既保证了可靠性, 又提高信息传输速率。从本文的研究结果看, 在保证可靠性的前提下, 如何进一步提高系统容量, 更加逼近香农限容量, 是值得进一步研究的问题。此外, 本文所提机制在源节点采用相同的卷积编码器, 考虑通信的一般性, 如何将文献[11]提出的不对称的线性编码运用到 PNC 是值得进一步探讨的问题, 这也将是我们后继工作的重点。

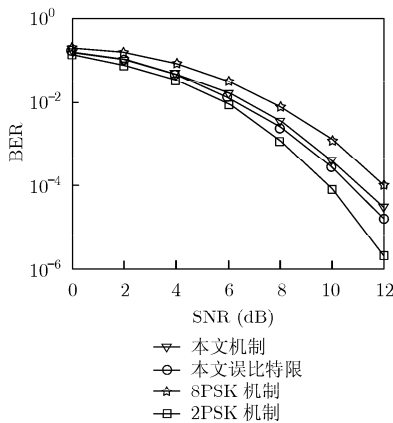


图 9 各种机制误比特性能

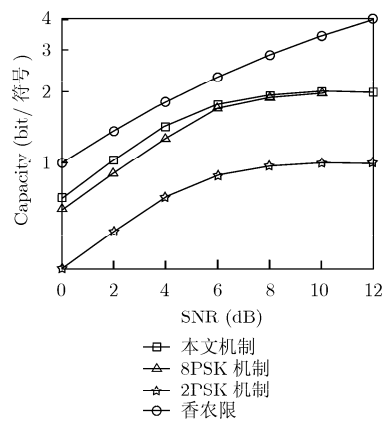


图 10 各种机制容量比较

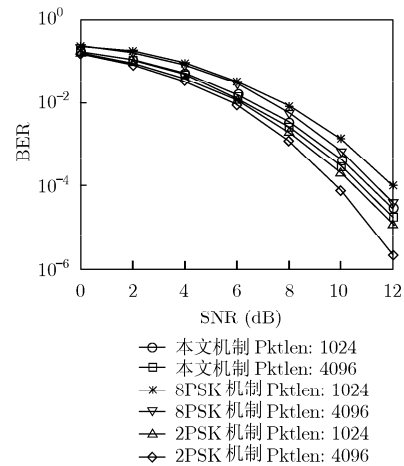


图 11 各种机制在不同数据包长度的误比特率

参考文献

- [1] Ahlswede R, Cai N, Li S Y, *et al.* Network information flow [J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2000, 46(4): 1204-1216.
- [2] Zhang S, Liew S, and Lam P. Physical-layer network coding[C]. Proc of MobiCom'06, California, 2006: 358-365.
- [3] Hausl C and Hagenauer J. Iterative network and channel decoding for the two-way relay channel [C]. In Proc IEEE International Conference on Communications (ICC), Istanbul, June 2006: 1568-1573.
- [4] Zhang S and Liew S C. Channel coding and decoding in a relay system operated with physical-layer network coding [J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2009, 27(5): 789-796.
- [5] Ungerboeck G. Channel coding with multilevel phase[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1982, IT-28(1): 55-67.
- [6] Robertson P and Thoma W. Bandwidth-efficient Turbo trellis-coded modulation using punctured component codes[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communication*, 1998, 16(2): 206-218.
- [7] Zhang S, Zhu Y, Liew S C, *et al.* Joint design of network coding and channel decoding for wireless networks [C]. Proc of WCNC 2007, Hong Kong: IEEE, 2007: 780-785.
- [8] 张宗橙. 纠错编码原理和应用[M]. 北京: 电子工业出版社, 2005: 203-222.
Zhang Zong-cheng. The Decoding and Application of Error-correcting Code [M]. Beijing: Electronic Industry Press, 2005: 203-222.
- [9] 仇佩亮. 信息论与编码[M]. 北京: 高等教育出版社, 2003: 165-170.
Qiu Pei-liang. Information Theory and Coding [M]. Beijing: High Education Press, 2003: 165-170.
- [10] Wang Dong, Fu Sheng-li, and Lu Ke-jie. Channel coding design to support asynchronous physical layer network coding[C]. 2009 IEEE Global Telecommunications Conference, Honolulu, USA, 2009: 3267-3272.
- [11] Lang Y and Wubben D. Generalized joint channel coding and physical network coding for two way relay systems [C]. 2010 IEEE 71st Vehicular Technology Conference (VTC 2010 Spring), Taipei, May 2010: 1-5.

陈志成: 男, 1986年生, 研究生, 研究方向为协作通信与网络编码。

郑宝玉: 男, 1945年生, 教授, 博士生导师, 上海交通大学兼职教授, 目前从事智能信号与信息处理、无线网络与通信信号处理、量子信息处理方面的研究。