

doi:10.11918/j.issn.0367-6234.2016.05.022

双向中继信道中 Polar 码与物理层网络编码的联合设计

樊婷婷, 杨 维, 许昌龙

(北京交通大学 电子信息工程学院, 100044 北京)

摘 要:为解决双向中继信道中采用低密度奇偶校验码 LDPC (low density parity check code) 或 Turbo 码的网络编码系统信道编码编译码算法及设备的复杂度太高这一问题,提出一种联合 Polar 编码与网络编码的中继转发策略. 该策略利用无线通信中信号的叠加特性和 Polar 编码、网络编码的线性性质直接估计网络编码的码字,使得中继节点进行 Polar 译码的复杂度和信源节点之间的信息交换时间都比直接网络编码系统减少了 50%. 同时,由于基于信道极化理论的 Polar 码具有在离散无记忆信道 BDMC (binary discrete memoryless channel) 上达到信道容量及编译码算法简单等优点,使得所提方案不仅保证了系统的可靠性,而且更容易实现. 仿真结果验证了该方案的有效性.

关键词: Polar 码; SC 译码; 物理层网络编码; 双向中继信道; BER

中图分类号: TN911.22 **文献标志码:** A **文章编号:** 0367-6234(2016)05-0134-06

A joint design of physical layer network coding and Polar code in two-way relay channel

FAN Tingting, YANG Wei, XU Changlong

(School of Electronic and Information Engineering, Beijing Jiaotong University, 100044 Beijing, China)

Abstract: In order to solve the problem of the high complexity of channel encoding/decoding algorithms and real equipment for the networking coding system with LDPC code or Turbo code in two way relay channel, a new combination scheme of Polar channel code and physical network coding is proposed. This scheme utilize the superposition of wireless signals and the linear property of Polar code and network coding to estimate the network codeword directly, thus reduce 50% the decoding complexity of relay node and 50% the information exchange time between source nodes than that of the direct network coding. Simultaneously, Polar code which based on the channel polarization can achieve channel capacity on BDMC with low complexity of encoding and decoding algorithms, so the proposed scheme can be applied easily with reliability, and the simulation results also verified the effectiveness of the scheme.

Keywords: Polar code; SC decoder; Physical Layer Network Coding; Two-way Relay Channel; BER

香农在有噪信道编码理论^[1]中指出,存在达到香农极限的码字. 2009 年, Erdal Arikan 引入信道极化理论^[2], 根据组合信道在码长变得足够大时发生的极化现象, 将实际的概率性信道转化为并行的确定性比特信道, 提出了 Polar 编码方案^[3]. Polar 码选用无噪声比特信道来传输重要的信息比特, 而全噪声比特信道则传输约定信息或不传信息. 这种传输方式可以实现信道传输的最高传输速率并保证一

定的传输可靠性. 同时, 由于 Polar 码是第一个被证明的可在 BDMC 上达到香农极限的信道编码方式, 且译码算法的复杂度较低、时延较小, 具有优良的性能^[4-6], 故在信源编码、协作中继以及干扰融合等各类通信领域中都具有重要的应用前景^[7-9].

针对有线网络, 为提高系统资源利用率和网络吞吐量而提出的网络编码 NC (network coding)^[10]无法直接应用于具有广播传输特性的无线信道中这一问题, 文献[11]通过将无线信道中叠加的信号直接映射为相应数字比特流异或的方法, 将干扰变成了网络编码算法的一部分, 提出了物理层网络编码 PNC (physical network coding). 文献[12]在双向中继信道模型中将信道编码和网络编码相结合, 提出

收稿日期: 2015-04-13.
基金项目: 国家自然科学基金项目(51274018); 国家"十二五"科技支撑计划课题(2013BAK06B03).
作者简介: 樊婷婷(1988—), 女, 博士生;
杨 维(1964—), 男, 教授, 博士生导师.
通信作者: 樊婷婷, 10111019@bjtu.edu.cn.

Turbo 网络编码方案,大大提高了 PNC 在无线通信系统中的可靠性. 文献[13]提出采用重复累计码 RA (repeat accumulate)的 PNC 系统,通过 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. 文献[14]通过对信道编码、编码调制和物理层网络编码三者的联合设计,提出一种应用网格编码调制 TCM (trellis coded modulation)的 PNC 设计方案,提高了编码序列的自由距离和信息传输速率,获得了更高的编码增益. 同时,对卷积 Turbo 码 CTC (convolutional turbo code) [15]和 LDPC 码[16]与网络编码联合设计系统的相继研究也表明,联合设计系统可在保证较强纠错性能的同时,提升系统的吞吐量.

这些研究大大提高了无线通信系统的误比特性

能和吞吐量,但同时也引入了较大的系统实现复杂度. 为解决这一问题,本文针对双向中继信道设计了一种联合 Polar 信道编码与 PNC 的中继转发策略,利用 Polar 码是编译码算法较为简单的编码方式,不仅提高了对无线通信系统信道估计模块的利用率,降低了系统复杂度,且由于 Polar 编码具有在大数据块传输时的低误比特率优点,采用高阶调制,所提方案还可为未来数据传输速率要求较高的无线通信系统物理层网络编码的联合设计提供借鉴.

1 双向中继信道模型

最简单的双向中继系统由 2 个信源节点 A、B 和 1 个中继节点 R 组成. 信源节点 A 和 B 通过中继节点 R 来交换信息,其信道模型如图 1 所示.

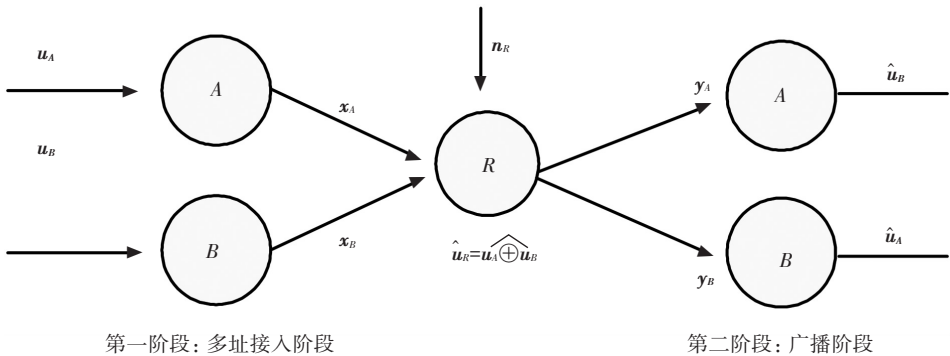


图 1 双向中继信道模型

图 1 所示的两信源节点双向中继信道的通信过程分为两个阶段. 第一个阶段是多址接入阶段,即信源节点 A 和 B 同时向中继节点 R 发送各自的信息序列 u_A 和 u_B . 假设系统完全同步,信号发射功率相等,且等效多址接入信道是服从高斯分布 $N(0, \sigma_R^2)$ 的加性高斯白噪声信道 AWGN (additive white gaussian noise),则中继节点 R 收到两路信源信息并混合 AWGN 噪声后的多址接入信道输出序列可表示为 $y_R = x_A + x_B + n_R$, 其中, x_A 和 x_B 是对信源节点 A 和 B 的消息序列 u_A 和 u_B 进行编码和调制处理后的序列.

第二个阶段是中继节点 R 对多址接入信号进行处理和广播的阶段. 在这一阶段,中继节点 R 先对收到的多址接入信道输出信号 y_R 进行软解调解列 $u_R = \hat{u}_A \oplus \hat{u}_B$ 再对该网络编码估值序列 u_R 进行码,直接得到网络编码序列 $u_R = u_A \oplus u_B$ 的估值序信道编码和调制,并将调制后的发送符号序列 x_R 广播到信源节点 A 和 B. 其中,符号 $\oplus$ 是比特异或运算符.

在广播阶段的接收端,信源节点 A 和 B 分别对接收到的广播序列 $y_A = x_R + n_A$ 和 $y_B = x_R + n_B$ 进行独立的软解调解码,得到网络编码的译码估值序列 $\hat{u}_{R,A}'$ 和 $\hat{u}_{R,B}'$ 后,再由信源节点 A 和 B 通过比特异或运算 $\hat{u}_B = \hat{u}_{R,A}' \oplus u_A$ 和 $\hat{u}_A = \hat{u}_{R,B}' \oplus u_B$ 获得对方节点的信息序列,完成信源节点 A 和 B 之间的信息交换. 其中, n_A 和 n_B 分别是广播阶段中中继节点 R 到信源节点 A 和 B 的高斯信道噪声.

2 联合 Polar 码与物理层网络编码的中继转发系统

图 2 所示的是在双向中继信道模型中,一种联合 Polar 码与物理层网络编码的中继转发系统框图. 记 AWGN 信道 $W: X \rightarrow Y$, 其中 X 和 Y 分别是信道的输入和输出符号变量,则对应的信道转移概率可定义为 $W(y|x), x \in X, y \in Y$, 且 X 中的 x 服从均匀分布,即符号的发送是等概率的. 因此,信道 W 的后验概率可表示为 $P(x|y) = \frac{W(y|x)}{\sum_v W(y|v)}$.

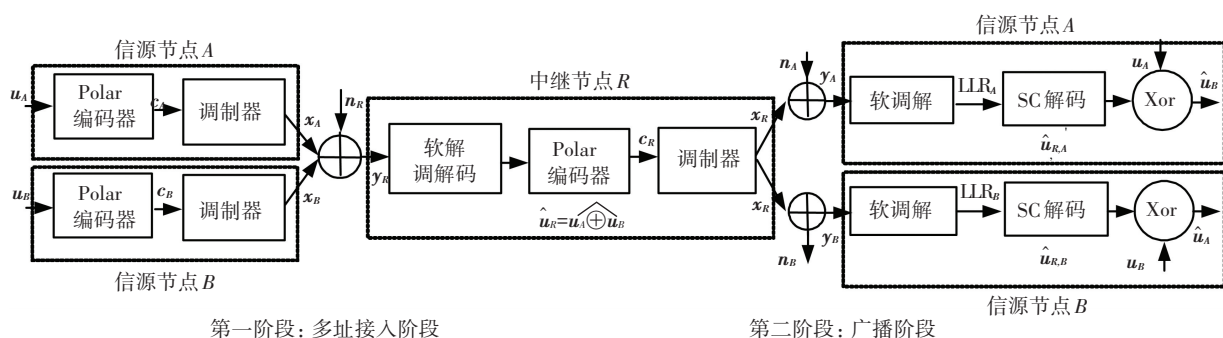


图 2 联合 Polar 码与物理层网络编码的中继转发系统

根据信道极化理论,对 $N = 2^n$ 个独立信道 W 进行信道组合和信道分解后,可得到 N 个连续的二进制输入子信道 $W_N^{(i)}, i = 1, 2, \dots, N$. Polar 编码选择其中较为可靠的子信道来传输信源发出的信息比特,较不可靠的子信道用于传输冻结比特. 其中,冻结比特是具有固定值的比特,一般为 0 比特. 记传送信息比特的子信道下标组成的集合为 A , 传送冻结比特的子信道下标组成的集合为 A^c , 则 Polar 编码可描述为

$$c_1^N = u_1^N G_N = u_A G_N(A) \oplus u_{A^c} G_N(A^c).$$

式中: $u_1^N, c_1^N \in \{0, 1\}^N$ 分别是待编码比特序列和码字比特序列,且待编码比特序列 u_1^N 包含了信源发出的信息比特序列 u_A 和具有固定值的冻结比特序列 u_{A^c} ; $G_N = R_N(F \otimes G_{N/2})$ 是生成矩阵,其中, $G_2 = F = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$, 符号 $\otimes$ 代表 Kronecker 乘积, R_N 是实现元素 $a_{b_0 b_1 \dots b_{n-1}} \rightarrow a_{b_{n-1} b_{n-2} \dots b_0}$ 的比特翻转矩阵.

记信源节点 A 和 B 需要发送的信息序列分别为 u_A 和 u_B , 那么,对信息序列 u_A 和 u_B 进行相同码率 $R = k/N$ 的 Polar 编码后, k 和 N 分别为信息比特数和码字比特数,可分别得到对应节点的 Polar 码字序列 c_A 和 c_B . 调制器将这两个码字序列分别调制成适合在信道上传输的发送符号序列 x_A 和 x_B 后,由 AWGN 信道同时发送到中继节点 R . 假设中继节点 R 的接收完全同步,则得到接收符号序列 $y_R = x_A + x_B + n_R$, 其中, n_R 是服从 $N(0, \sigma_R^2)$ 分布的等效多址接入信道噪声. 这一阶段就是 Polar 码与物理层网络编码联合设计系统的多址接入阶段.

在图 2 所示的 Polar 码与物理层网络编码联合设计系统的第二阶段,即广播阶段中,中继节点 R 首先对多址接入信道输出符号 y_R 进行软解调. 由于 Polar 编码和异或网络编码都符合线性运算法则,当信息序列 u_A 和 u_B 分别编成 Polar 码字序列 c_A 和 c_B 后,对信息序列经异或运算得到的网络编码信息序列 $u_R = u_A \oplus u_B$ 进行 Polar 编码,得到的 Polar 网络

编码码字 c_R 可表示为 $c_R = c_A \oplus c_B$. 因此,软解调模块可直接通过以下后验概率公式得到长度为 N 的 Polar 网络编码码字 c_R 的初始比特对数似然比 LLR (log likelihood ratio) 序列:

$$\text{LLR}(c_{R,i}) = \text{LLR}(c_{A,i} \oplus c_{B,i}) \triangleq \ln \frac{\Pr\{c_{A,i} \oplus c_{B,i} = 0 \mid y_i\}}{\Pr\{c_{A,i} \oplus c_{B,i} = 1 \mid y_i\}}. \quad (1)$$

接下来,中继节点 R 处的连续消除 SC (successive cancellation) 译码器对该初始 LLR 序列进行译码. 根据 Polar 码信道的组合和拆分理论可知,SC 译码的路径度量与已知 y_R 时的后验概率 $P_N^{(i)}(u_1^i \mid y_1^N), y_1^N \in y_R$ 有关. 同信道组合对应的信道转移概率的表达式一样,后验概率也可以通过迭代计算得到. 假设 $u_{1,o}^i$ 和 $u_{1,e}^i$ 分别代表子向量 $u_1^i (1 \leq i \leq N)$ 中奇数下标和偶数下标的元素,那么对任意 $n \geq 0$,可得由后验概率表示的 Polar 码 SC 迭代译码的路径度量为

$$P_{2N}^{(2i-1)}(u_1^{2i-1} \mid y_1^{2N}) = \sum_{u_{2i}} P_N^{(i)}(u_{1,o}^{2i} \oplus u_{1,e}^{2i} \mid y_1^N) \cdot P_N^{(i)}(u_{1,e}^{2i} \mid y_{N+1}^{2N}), \quad (2)$$

$$P_{2N}^{(2i)}(u_1^{2i} \mid y_1^{2N}) = P_N^{(i)}(u_{1,o}^{2i} \oplus u_{1,e}^{2i} \mid y_1^N) \cdot P_N^{(i)}(u_{1,e}^{2i} \mid y_{N+1}^{2N}). \quad (3)$$

为方便计算,采用后验概率对数似然比来代替式(2)和式(3)中的后验概率,并将接收符号对应的初始比特 LLR 序列记作第 $(n+1)$ 层 LLR 序列 $\{\lambda_1^{(n+1)}, \lambda_2^{(n+1)}, \dots, \lambda_N^{(n+1)}\}$, 则式(2)和式(3)可简化为

$$\lambda_o^{(l)} = 2 \tanh^{-1}(\tanh(\lambda_o^{(l+1)}/2) \cdot \tanh(\lambda_e^{(l+1)}/2)), \quad (4)$$

$$\lambda_e^{(l)} = (-1)^{\hat{u}_o^{(l)}} \lambda_o^{(l+1)} + \lambda_e^{(l+1)}. \quad (5)$$

式中: $\lambda_o^{(l)}$ 和 $\lambda_e^{(l)}$ 分别代表第 $l (1 \leq l \leq n)$ 层 LLR 序列中奇数位置和偶数位置上的元素值, $\hat{u}_o^{(l)}$ 表示第 l 层译码比特输出序列中偶数位置上的译码比特估值. 由式(4)和式(5)可知,一个长度为 N 的 Polar 码 SC 译码是通过 2 个长度为 $N/2$ 的 Polar 码 SC 译

码实现的,这种逐比特译码的方法在迭代结束时便可顺次得到 Polar 码的译码输出序列 $\hat{u}_1^N = (\hat{u}_1, \hat{u}_2, \dots, \hat{u}_N)$. 在译码过程中,若第 i 个比特是冻结比特,即 $i \in A^c$ 时,则译码 $\hat{u}_i = 0$, 否则当第 i 个比特是信息比特,即 $i \in A$ 时,有

$$\hat{u}_i = \begin{cases} 0, & \lambda_i^{(1)} > 0; \\ 1, & \lambda_i^{(1)} \leq 0. \end{cases}$$

这样经过 Polar 码的 SC 译码后,中继节点 R 就获得了网络编码信息序列的估值 $\hat{u}_R = \hat{u}_A \oplus \hat{u}_B$, 并对该估值序列 $\hat{u}_R$ 进行与多址接入阶段码率相同的 Polar 编码,得到 Polar 网络编码 $\hat{c}_R$, 进而经调制器调制成发送符号序列 $\mathbf{x}_R$, 由 AWGN 信道广播到信源节点 A 和 B.

最后,信源节点 A 和 B 分别对接收到的广播信息 $\mathbf{y}_A = \mathbf{x}_R + \mathbf{n}_A$ 和 $\mathbf{y}_B = \mathbf{x}_R + \mathbf{n}_B$ 进行独立解调和解码, $\mathbf{n}_A$ 和 $\mathbf{n}_B$ 是信源节点 A 和 B 在接收中继节点 R 广播消息时叠加的高斯信道噪声. 以信源节点 A 为例,当 A 收到中继节点 R 广播的消息 $\mathbf{y}_A = \mathbf{x}_R + \mathbf{n}_A$ 后,软解调器将对 $\mathbf{y}_A$ 进行软解调,并将得到的 Polar 网络编码

$$\begin{aligned} \text{LLR}(c_{R,i}) &= \ln \frac{\Pr\{x_{A,i} \oplus x_{B,i} = -2 \mid y_i\} + \Pr\{x_{A,i} \oplus x_{B,i} = 2 \mid y_i\}}{\Pr\{x_{A,i} \oplus x_{B,i} = 0 \mid y_i\}} = \\ &= \ln \frac{\Pr\{y_i \mid x_{A,i} \oplus x_{B,i} = -2\} \Pr\{x_{A,i} \oplus x_{B,i} = -2\} + \Pr\{y_i \mid x_{A,i} \oplus x_{B,i} = 2\} \Pr\{x_{A,i} \oplus x_{B,i} = 2\}}{\Pr\{y_i \mid x_{A,i} \oplus x_{B,i} = 0\} \Pr\{x_{A,i} \oplus x_{B,i} = 0\}} = \\ &= \ln \frac{\Pr\{y_i \mid x_{A,i} \oplus x_{B,i} = -2\} + \Pr\{y_i \mid x_{A,i} \oplus x_{B,i} = 2\}}{2 \cdot \Pr\{y_i \mid x_{A,i} \oplus x_{B,i} = 0\}} = \ln \frac{\exp(-\frac{(y_i + 2)^2}{2\sigma^2}) + \exp(-\frac{(y_i - 2)^2}{2\sigma^2})}{2 \cdot \exp(-\frac{y_i^2}{2\sigma^2})}. \end{aligned}$$

其中, $y_i \in y_R$.

在广播阶段,中继节点 R 处的 BPSK 映射规则为 $x(\hat{c}_{R,i} = 0) = 1, x(\hat{c}_{R,i} = 1) = -1$, 因此信源节点 A 收到 $\mathbf{y}_A = \mathbf{x}_R + \mathbf{n}_A$, 计算网络编码 $\hat{c}_R$ 每比特 LLR 的计算式可简化为

$$\begin{aligned} \text{LLR}_A(\hat{c}_{R,i}) &= \ln \frac{\Pr\{\hat{c}_{R,i} = 0 \mid y_i\}}{\Pr\{\hat{c}_{R,i} = 1 \mid y_i\}} = \\ &= \ln \frac{\Pr\{y_i \mid x(\hat{c}_{R,i} = 0)\} \Pr\{x(\hat{c}_{R,i} = 0)\}}{\Pr\{y_i \mid x(\hat{c}_{R,i} = 1)\} \Pr\{x(\hat{c}_{R,i} = 1)\}} = \\ &= \ln \frac{\exp(-\frac{(y_i - 1)^2}{2\sigma^2})}{\exp(-\frac{(y_i + 1)^2}{2\sigma^2})} = \frac{(y_i + 1)^2 - (y_i - 1)^2}{2\sigma^2}. \end{aligned} \quad (6)$$

其中, $y_i \in y_A$. 信源节点 B 端网络编码 $\hat{c}_R$ 每比特

的初始比特 LLR 序列 LLR_A 送入 SC 译码器,在 SC 译码算法结束时,就可得到在信源节点 A 端网络编码 $\hat{u}_R$ 的译码估值序列 $\hat{u}_{R,A}'$. 最后通过与已知的信息序列 $\mathbf{u}_A$ 的异或运算,得到信源节点 B 的信息估值序列 $\hat{u}_B = \hat{u}_{R,A}' \oplus \mathbf{u}_A$. 在信源节点 B 端,重复同样的过程,可得信源节点 A 的信息估值序列 $\hat{u}_A = \hat{u}_{R,B}' \oplus \mathbf{u}_B$, 完成了信源节点 A 和 B 之间的信息交换.

3 仿真分析

为了验证所提出的 Polar 码与物理层网络编码联合设计系统性能的有效性和可靠性,在系统接收完全同步和信号等功率发送的条件下,对采用二进制相移键控 BPSK (binary phase shift keying) 调制的系统,在 AWGN 信道传输时的 BER 性能进行了仿真. 仿真中不同信道编码均采用相同的码率 $R = 0.5$.

当图 2 中所有的调制器均为 BPSK 调制时,信源节点 A 和 B 端的 BPSK 映射规则为 $x(\hat{c}_{A,i} = 0) = x(\hat{c}_{B,i} = 0) = 1, x(\hat{c}_{A,i} = 1) = x(\hat{c}_{B,i} = 1) = -1$, 因此,在多址接入阶段,中继节点 R 计算网络编码 $\mathbf{c}_R = \mathbf{c}_A \oplus \mathbf{c}_B$ 每比特 LLR 的公式(1)就可进一步推导为

LLR 的计算公式同式(6)一样,但 $y_i \in y_B$.

3.1 不同网络编码联合系统性能对比

基于上述分析和推导,文中提出的联合 Polar 编码与网络编码的中继转发系统 BER 仿真曲线如图 3 所示,其中 Polar 码的码长分别为 $N = 2^n, n = 10, 11, 12$. 作为对比,相同系统参数下,采用 Polar 码的直接网络编码系统 DS (direct system) 的 BER 性能由曲线 DS 给出. DS 方案与联合编码方案的差别在中继节点 R 处,对收到的 2 个信源节点的两路接收信号分别进行译码,得到对信源节点 A 和 B 的两路信息估值序列后,再对两路信息序列进行异或运算得到未进行信道编码的网络编码序列.

由图 3 可知,对不同码长的联合 Polar 编码与网络编码的中继转发系统,随着 Polar 码码长的增加,系统 BER 曲线之间的差距越来越小,即在联合编码系统中,较小长度的 Polar 码就可以获得较好的

BER 性能. 同时,与采用了 Polar 码的直接网络编码方案相比,所提方案在 BER 小于 10^{-2} 的高信噪比 R_{SN} (signal to noise ratio) 区域上有更大的下降速度.

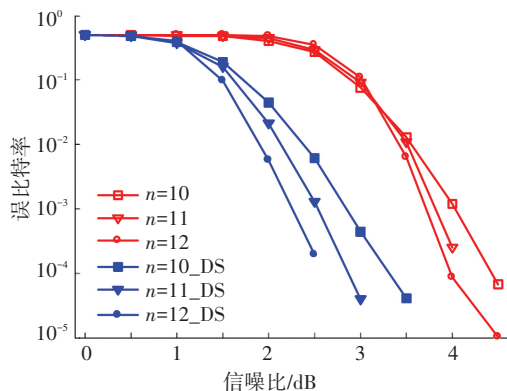


图 3 BPSK 调制下,联合编码系统和直接编码系统性能

由图 3 还可以看到,在 Polar 码码长为 2^{10} 时,DS 方案在 1.7 dB 时可以实现 10^{-1} 的误比特率,而达到 10^{-1} 的误比特率,联合网络编码方案需要 3 dB. 可见,实现 10^{-1} 的误比特率,联合设计方案相比 DS 方案有 1.3 dB 的性能损失. 而在达到 10^{-4} 的误比特率时,DS 方案和联合编码方案分别需要 3.3 和 4.4 dB,此时性能只下降约 1.1 dB. 这说明,随着 R_{SN} 的增加,联合编码方案和 DS 方案之间的信噪比损失也在缩小.

同时,由于 DS 方案应用到无线通信系统的物理层中时需要避开信源节点间信息的干扰叠加,故需 2 个时隙分别发送 A 和 B 的信息序列,此时完成 A 和 B 之间的信息交换需要 3 个时隙,而联合编码方案只需要 2 个时隙,因此,所提方案的信息交换速率比 DS 方案提高了 50%. 另外,由于联合编码方案在中继节点只需要 1 个译码器,相比 DS 方案可节省一半的设备成本,因此更适用于对时延要求短的无线通信系统中.

3.2 不同信道编码与网络编码联合设计系统性能比较

图 4 比较了不同信道编码方式与网络编码联合设计系统的 BER 性能. 仿真中,码长为 1824 的 LDPC 码,采用近似下三角矩阵高斯消去法获得其生成矩阵,在经置信传播 BP (belief propagation) 译码算法最大迭代 20 次后,得到的 LDPC 码与网络编码联合设计系统的 BER 如曲线 LDPC 所示^[15]. 曲线 CC 是码长为 1024 的 (5, 7) 卷积码 CC (convolutional code),在维特比译码算法 VA (viterbi algorithm) 下相应系统的 BER 曲线^[17]. 文中所提的 Polar 码与网络编码的联合设计系统在 Polar 码码长为 1024 时,经 SC 译码算法得到的系统 BER 曲线,

则由曲线 Polar 表示.

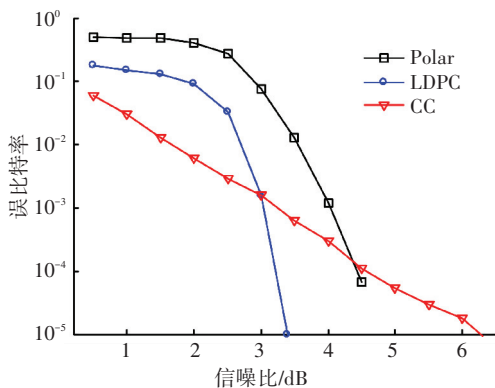


图 4 3 种联合物理层网络编码系统 BER 性能对比

由图 4 可以看到,在 BER 大于 10^{-4} 的低信噪比区域,Polar 码与网络编码联合设计系统的 BER 要高于采用 CC 码的联合设计系统 BER,而在 BER 低于 10^{-4} 的高信噪比区域,Polar 码与网络编码联合设计系统 BER 的下降速度远大于采用 CC 码的联合设计系统 BER. 这主要是因为,在高信噪比时,仿真中基于比特信道熵选出的 Polar 码信息比特位置更符合实际的信道质量状态,从而大大降低了信息传输的错误率. 而采用 Polar 码与采用 LDPC 码的联合网络编码系统的 BER 曲线具有相似的下降速度,但采用 LDPC 码的系统在全信噪比区域上都比 Polar 码有约 1 dB 的信噪比增益. 这主要是因为当前的 Polar 码译码采用的是 SC 逐比特译码算法,存在错误传递. 如果对码长为 1 024,码率为 0.5 的 Polar 码采用列表长度为 $L = 8$ 的列表连续消除 SCL (successive cancellation list) 译码算法,可比相同参数下的 SC 译码算法有 0.5~0.7 dB 的信噪比增益^[18],这也使得联合 Polar 码与网络编码的中继转发系统 BER 与采用了 LDPC 码的联合系统 BER 间的差距缩小到 0.3~0.5 dB,同时这种差距还会随着 Polar 码码长和 SCL 译码列表长度 L 的增加而进一步减小. 同时,无论 Polar 码采用 SC 译码算法还是 SCL 译码算法,其算法的复杂度 $O(M \log N)$ 和 $O(LN \log N)$ 都比 LDPC 码的 BP 多次迭代译码算法复杂度低.

4 结 论

1) 联合 Polar 编码与网络编码的中继转发机制利用 Polar 码和异或网络编码的线性性质,直接估计出中继节点的网络编码信息序列,可比有线网络中采用的直接网络编码设计方案节省一半的中继节点硬件设备复杂度和信源节点间的信息交换时间.

2) 与采用 LDPC 码和 CC 码的 PNC 联合设计系统相比,所提方案可在一定条件下获得更好或相近

的 BER 性能的同时,大大降低了系统编译码算法的复杂度和硬件设备复杂度.

3) 由于 Polar 码基于信道极化理论,具有在大数据块传输时的低误比特率性能,因此采用高阶调制时,可使该机制在保证系统高可靠性和低复杂度的同时,又为高速率的数据传输提供了一种解决途径,在未来的无线通信系统中具有广阔的应用前景.

参考文献

[1] SHANNON C E. A mathematical theory of communication [J]. Bell System Technical Journal, 1948, 19 (4): 271-285.

[2] ARIKAN E. Channel combining and splitting for cutoff rate improvement [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2006, 52(2): 628-639.

[3] ARIKAN E. Channel polarization: a method for constructing capacity achieving codes for symmetric binary-input memoryless channels [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2009, 55(7): 3051-3073.

[4] WU Daolong, LI Ying, SUN Yue. Construction and block error rate analysis of polar codes over AWGN channel based on gaussian approximation [J]. IEEE Communications Letters, 2014, 18(7): 1099-1102.

[5] NIU Kai, CHEN Kai. Stack decoding of polar codes [J]. Electronics Letters, 2012, 48(12): 695-697.

[6] NIU Kai, CHEN Kai. CRC-aided decoding of polar codes [J]. IEEE Communications Letters, 2012, 16 (10): 1668-1671.

[7] VU T T T, JIN W K, MIN J, et al. The performance of polar codes in distributed source coding [C] // 2012 Fourth International Conference on Communications and Electronics (ICCE). Hue: IEEE, 2012: 196-199.

[8] GOELA N, ABBE E, GASTPAR M. Polar codes for broadcast channels [C] // IEEE International Symposium on Information Theory Proceedings (ISIT). Istanbul: IEEE, 2013: 1127-1131.

[9] APPAIAH K, KOYLUOGLU O O, VISHWANATH S. Polar alignment for interference networks [C] // Annual Allerton Conference on Communication, Control, and Computing. Monticello: IEEE, 2011: 240-246.

[10] AHLWEDE R, CAI N, LI S Y, et al. Network information flow [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2000, 46(4): 1204-1216.

[11] ZHANG S, LIEW S, LAM P. Physical-layer network coding [C] // Proc of MobiCom ' 06. Calfomia: IEEE, 2006: 358-365.

[12] HAUSL C, HAGENAUER J. Iterative network and channel decoding for the two-way relay channel [C] // Proc IEEE International Conference on Communications (ICC). Istanbul: IEEE, 2006: 1568-1573.

[13] ZHANG S, LIEW S C. Channel coding and decoding in a relay system oerated with physical-layer network noding [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2009, 27(5): 789-796.

[14] 陈志成, 郑宝玉, 吉晓东. 一种基于 TCM 的信道编码与物理层网络编码的联合设计[J]. 电子与信息学报, 2011, 33(11): 2594-2599.

[15] 吴宇平, 赵旦峰, 佟宁宁. CTC 与网络编码的联合设计研究[J]. 计算机工程与应用, 2012, 48(17): 5-9.

[16] 鲍慧杰. 物理层网络编码与 LDPC 码的联合设计[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2013.

[17] 吴宇平. 无线协作通信中信道编码网络编码联合方法研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2013.

[18] 王继伟. 极化码编码与译码算法研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2013.

(编辑 王小唯 苗秀芝)