



改进的极化选择译码转发中继协作

孙启超¹, 包建荣¹, 刘超¹, 姜斌¹, 朱芳¹, 何剑海²

(1. 杭州电子科技大学通信工程学院, 浙江 杭州 310018;

2. 宁波职业技术学院电子信息工程学院, 浙江 宁波 315800)

摘要: 提出了一种基于协作判决的极化选择译码转发方案。首先, 根据瑞利衰落信道的信道状态信息(CSI), 给出了一种码率随 CSI 变化的极化码构造方案。然后, 对中继预选择后再选择译码转发。最后, 将所提极化码用于该协作系统, 利用其编译码复杂度低, 抗干扰强等优势。仿真表明: 在衰落信道下, 所构造的极化码相比现有码率固定编码, 在误码率为 10^{-3} 时, 约有 0.3 dB 增益。在多中继协作下, 当误码率为 10^{-3} 时, 所提方案相对于现有 DF Polar+方案和极化编码协作(NPCC)方案, 分别有约 0.8 dB 和 1.3 dB 的性能增益。

关键词: 极化码构造; 协作门限; 选择译码转发; 中断概率

中图分类号: TP911

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2020007

Improved Polar selective decoding and forwarding cooperation

SUN Qichao¹, BAO Jianrong¹, LIU Chao¹, JIANG Bin¹, ZHU Fang¹, HE Jianhai²

1. School of Communication Engineering, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310018, China

2. School of Electronic Information Engineering, Ningbo Polytechnic, Ningbo 315800, China

Abstract: An improved Polar selective decoding and forwarding (IPSDF) scheme based on cooperative threshold decision was proposed. Firstly, a new construction of Polar codes according to the fading channel state information (CSI) was proposed. Then, a relay with best CSI was selected from the candidate relay set as the best relay. In addition, the proposed Polar codes were introduced into the cooperative communication system, to get coding gain and reduce the complex of encoding and decoding. Simulation results show that the proposed Polar codes achieve about 0.3 dB gain at bit-error-rate (BER) of 10^{-3} . And using a classic multi-relay cooperative model, the proposed scheme achieves about 0.8 dB and 1.3 dB gain at BER of 10^{-3} , when compared with those the existing DF Polar+ and network Polar coded cooperation scheme. Therefore, the IPSDF scheme can be used to improve BER performance in a multi-relay cooperative system and it is quite suitable for heterogeneous network applications in cooperative communication.

Key words: Polar code, cooperation threshold, select decoding and forwarding, outage probability

收稿日期: 2019-07-17; 修回日期: 2019-12-24

通信作者: 刘超, liuchao@hdu.edu.cn

基金项目: 浙江省自然科学基金资助项目 (No.LY17F010019); 国家自然科学基金资助项目 (No.U1809201), 浙江省公益性技术应用研究计划资助项目 (No.LGG18F010011, No.LGG19F010004)

Foundation Items: Natural Science Foundation of Zhejiang Province of China (No.LY17F010019), National Natural Science Foundation of China (No.U1809201), Public Welfare Technology Application Research Program of Zhejiang Province of China (No.LGG18F010011, No.LGG19F010004)



1 引言

在无线协作通信中,根据中继协作协议的不同,主要存在3类协作:放大转发协议(AF)^[1],译码转发协议(DF)^[2]及编码协作协议(CC)^[3]。比拟于传统的端到端的通信体系,采取协作通信能提高信息传输速度,减少误码率。因而,越来越多的协作方案被提出,一种不对称AF双向中继功率与位置选择方案显著地提高了中继系统的中断性能^[4]。在译码转发中继协作中,当源节点与中继节点之间的信道质量较差时,容易造成译码错误传播,导致系统性能降低。中继选择是性能改善的重要途径,从译码集中选择最佳中继进行协作转发可以显著降低系统的中断概率^[5]。参考文献[6]提出了一种译码转发协作通信下的自适应中继选择算法,在获得最优中继性能的同时能降低系统的功耗。为了进一步改进性能,现代信道编码也开始在协作系统中使用,如Turbo码、LDPC码等,提高通信的有效性和可靠性^[7-9]。参考文献[10]提出在单中继和双中继AF协作通信中,使用LDPC编码作为信道编码方案大大提高了系统性能。但是,AF协作协议在放大信号能量的同时也会放大噪声能量,引起LDPC码错误消息的自反馈,因而造成系统性能下降。极化码作为一种新的信道编码,在理论上被证明能达到香农容量限,并具有编译码复杂度低等优势^[11-13]。除了使用BI-DMC信道构造极化码,近年来出现了许多在AWGN和衰落信道下的极化码构造方案。蒙塔卡洛估计算法可以用来对比特信道进行排序,用来选择出信道状态信息较好的信道。但是,这种算法的复杂度为 $O(MN \lg N)$, M 为蒙特卡洛仿真的迭代次数。Tal和Vardy^[14]基于Mori及Tanaka的成果,提出了一种较好的极化码构造方案,这种构造算法具有最低的复杂度。极化码与混合自动请求重传结合的传输方案已在物联网短数据分组场景中获得广泛应用,能提供编码增益,获得更好的性能^[15]。

近年来,Polar码逐渐成为中继信道编码方案^[16]。最初,Polar码被证明适用于退化窃听和中继信道,且性能优于LDPC码^[17]。之后,出现了一种基于极化码的编码协作方案^[18]。其中,目的节点利用串行抵消(SC)译码算法译码,削减了译码复杂度。但上述方案都只是在单中继模型中使用,没有讨论多中继环境的问题。而在多中继通信体系中,需通过选择最优中继节点参与协作,最大限度改善中继性能差和高耗能等问题。为此,出现了一种多中继选择协议,设了一个反馈信道选择信道质量最优的中继信道转发消息^[19]。另外,在混合衰落信道下,根据选择最佳中继中断概率、误符号率渐近线优化功率分配性能优于等功率分配的性能^[20]。而且,为了解决多中继SDF中效率低下等问题,出现了自适应SDF协议,减少了开销,并降低了系统中断概率^[21]。在这些方案中,即使出现了译码错误,中继节点仍在协作通信中转发消息,导致传输效率降低。针对上述中继协作中的中继译码错误传播问题,出现了一种基于中继CSI的SDF方案:通过选择信道状态良好的中继节点转发信息,以减少误码率^[22]。此外,还出现了一种基于慢衰落无线中继网络的动态选择转发(D-SDF)方案:各中继信道独立的选择用于协作的消息片段,避免了等待全部中继译码结束的问题^[23]。

但在上述方案中,中继节点始终参与协作,造成了资源浪费、效率低下等问题。故按照编码和中继协作思维,先提出了一种基于衰落信道的码率变化的极化码构造算法。在该算法中,根据分裂信道状态信息,极化码的信息位和冻结位将被重新选择。然后,提出了一种中继预选择后再选择译码转发方案,并将改进后的极化码运用到该场景,得到一种改进的极化选择译码(IPSDF)方案。它利用极化码的编译码复杂度低优势,降低了复杂度,能同时获得分集和编码增益。经仿真分析,IPSDF方案能有效降低系统误码率和中断概率。

2 系统模型

2.1 经典协作系统模型

典范的协作通信系统模型如图 1 所示。它由源节点 (S)、多个中继节点 ($R_i, i=1,2,\dots,M$) 和目的节点 (D) 构成。在协作过程中, S 将信息广播到 R_i 和 D, R_i 接收到 S 的信息后, 再转发到 D。最后由 D 完成对各路信号的合并处理。 R_i 对从 S 收到的信息处理有多种协作方案: 放大转发 (AF), 译码转发 (DF) 和编码协作 (CC) 等。

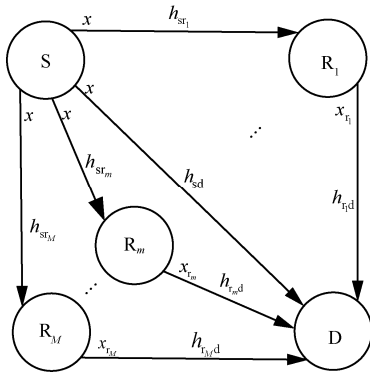


图 1 多中继协作系统模型

DF 方案包括两个传输阶段: 一是协调阶段, 源节点向中继和目的节点传输自己的源信息; 二是协作阶段, 中继节点协作转发这些信息到目的节点。在阶段一, R_i 和 D 接收到的信息可各自表示为:

$$y_{sr_i} = \sqrt{P_s h_{sr_i}} x_s + n_{sr_i} \quad (1)$$

$$y_{sd(1)} = \sqrt{P_s} h_{sd(1)} x_s + n_{sd(1)} \quad (2)$$

其中, y_{sr_i} 表示中继节点收到的信息; $y_{sd(1)}$ 表示目的节点收到的信息; P_s 表示源节点发射功率; x_s 表示源信息; h_{sr_i} 、 $h_{sd(1)}$ 分别为 S- R_i 和 S-D 链路的信道衰落系数, n_{sr_i} 、 $n_{sd(1)}$ 分别表示 S- R_i 和 S-D 链路上服从均值为 0、方差为 N_0 的加性高斯白噪声。阶段二, R_i 将接收到的源消息译码处理后再从新编码转发到 D, 用于加强目的节点接收。在该阶段, D 收到的信息可表示为:

$$y_{rd} = \sqrt{P_r} h_{rd} x_{r_i} + n_{rd} \quad (3)$$

其中, P_r 为中继节点发射功率, h_{rd} 为 R-D 链路的信道衰落系数, x_{r_i} 为中继节点发送的信息, n_{rd} 为 R-D 链路的信道噪声。最后, 在 D 处经过最大比合并 (MRC) 算法, 将两个阶段收到的信息合并, 得到最终信号。

2.2 联合极化编码协作系统模型

无线通信中, 信道编码能够有效地降低误码率, 提高系统的性能。Polar 码作为一种优秀的信道编码方案, 被广泛地应用于无线通信中。通过将极化码与多中继协作通信联合, 能够同时获得编码增益与分集增益。保证了在较为复杂的通信环境中仍然能够得到很好的通信质量。源节点首先对要发送的信息进行极化编码, 然后将编码后的消息广播出去。经过多中继协作系统的处理, 目的节点再将接收到的信息进行译码操作, 恢复出原始信息。整个联合极化编码协作的流程如图 2 所示。

3 改进的极化选择译码转发方案

3.1 基于衰落信道的极化码的构造方案

极化码是使用信道极化效应来构造出的码字。当极化信道为二进制离散无记忆信道 (BI-DMC) 时, 通常通过计算 $I(W_N^{(i)})$ 值来确定。但在实际情况下, 通常使用巴氏参数 $Z(W_N^{(i)})$ 来选择信道。以下给出了巴氏参数计算式为:

$$\begin{aligned} Z(W_N^{(i)}) &= \sum_{y \in Y} \sqrt{W(y|0)W(y|1)} \\ Z(W_{2N}^{(2i-1)}) &= 2Z(W_N^{(i)}) - Z(W_N^{(i)})^2 \\ Z(W_{2N}^{(2i)}) &= Z(W_N^{(i)})^2 \end{aligned} \quad (4)$$

其中, 在对称信道中, 迭代初始值 z_0 为 0.5。将获得的 $Z(W_N^{(i)})$ 按从小到大按次排列。对于一个码率为 $R = K/N$ 的极化码 (K 为信息比特位数, N 为码长), 取前 K 个 $Z(W_N^{(i)})$ 较小信道传输信息位, 其余作为冻结位。信道选择完成后, 利用式 (5)

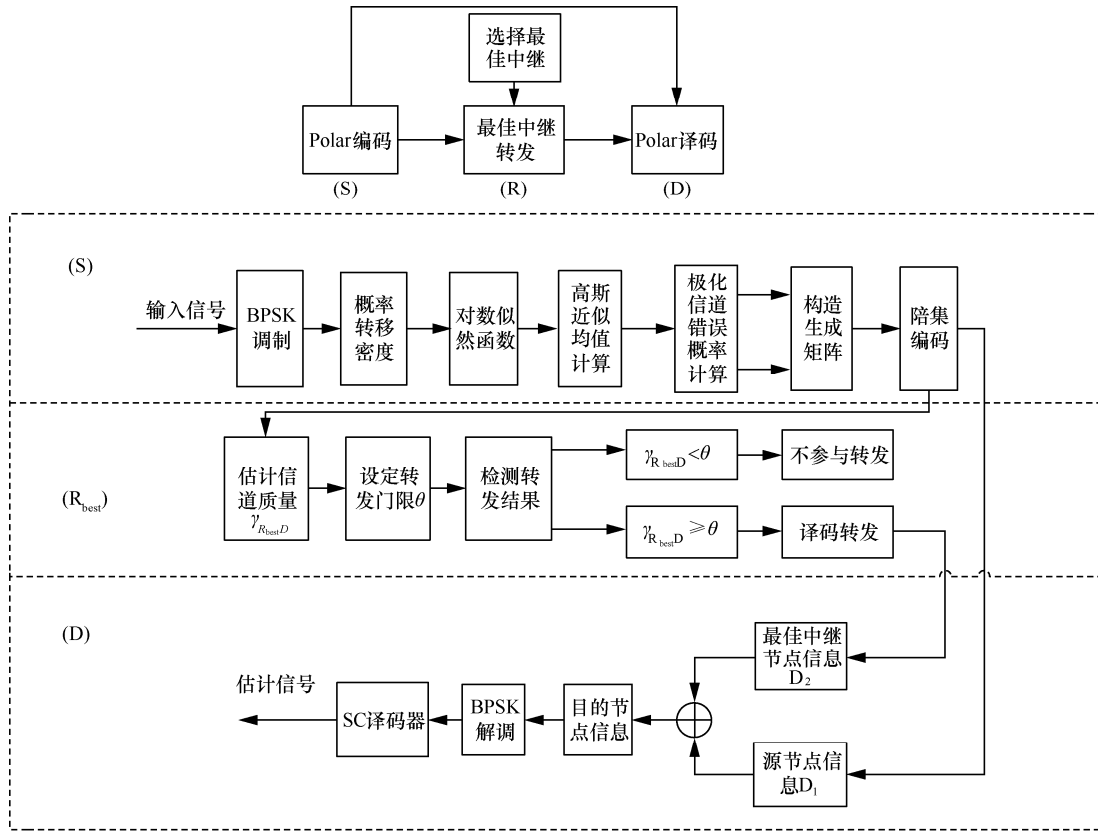


图2 联合极化编码协作通信系统

对信息编码:

$$x_1^N = u_A G_N(A) \otimes u_{A^c} G_N(A^c) \quad (5)$$

其中, A 是用于传输信息位信道的索引矩阵, G_N 是生成矩阵的子矩阵 (其行的选取由矩阵 A 中下标元素决定)。接收端信息表示为 y_1^N , 在已知发端参数 (N, K, A, u_A) 前提下, 接收端的 SC 译码器通过判断 $L_N^{(i)}(y_1^N, \hat{u}_1^{i-1})$ 来生成 u_i^N 的估计值 $\hat{u}_1^N$ 。SC 译码器具有 N 个判决单元, 每个判决单元对应唯一的 u_i 。判决单元按照从第一个到最后一个的顺序依次激活。若 $i \in A_c$, 则该元素 u_i 是确定的。直接令 $\hat{u}_i = u_i$, 并把该值发送给其他判决单元。如果 $i \in A$, 则该判决单元等待, 直到收到前一个判决值 $\hat{u}_1^{i-1}$, 通过计算似然比来判决, 最后把结果发送到其他判决单元。似然比计算如下:

$$L_N^{(i)}(y_1^N, \hat{u}_1^{i-1}) = \frac{W_N^{(i)}(y_1^N, \hat{u}_1^{i-1} = 0)}{W_N^{(i)}(y_1^N, \hat{u}_1^{i-1} = 1)} \quad (6)$$

译码判决公式如下:

$$\hat{u}_1^{(i)} = \begin{cases} 0, & L_N^{(i)}(y_1^N, \hat{u}_1^{i-1}) \geq 1 \\ 1, & \text{其他} \end{cases} \quad (7)$$

当对数似然比的值大于 1 时, 该信息位为译码为 0, 否则译码为 1。并将译码得到的值传入下一译码节点, 直至完成整个译码过程。

信道极化不仅存在于 BI-DMC 中, 在高斯、瑞利衰落等信道中也会发生。在高斯信道中巴氏参数的初始值 z_0 与信噪比有关, 可通过式 (8) 求解:

$$Z_0 = \exp(-E_N / N_0) \quad (8)$$

其中, E_N 为 1 bit 符号的能量, N_0 为噪声功率谱密度。将 E_N / N_0 称为设计信噪比 (design-SNR), 不同的 design-SNR 下, 码字结构各异。因此, 一个合适的设计信噪比, 对极化码的构造至关重要。根据最佳设计信噪比原则, 提出了一种基于衰落信道的极化码构造方案。设 N 个信道的衰落系数

h_i 已知, 给定一个阈值 α , 则衰落系数小于阈值的概率可表示为:

$$p = \Pr\{|h_i| \leq \alpha\} \quad (9)$$

根据上述假设, 在接收端有 $N \times p$ 个比特不可靠, 且能降低 BER 性能。而在所提极化码构造中, 通过适当降低码率可提高 BER 性能。该算法具体描述如下:

(1) 统计所有信道中信道衰落系数小于阈值 α 的数量, 记为 L ;

(2) 如果 L 大于 $N \times p$, L 的取值为 $N \times p$, 否则 L 的值仍为步骤 (1) 中统计出来的结果;

(3) 将 L 个用来传递信息位的信道转变为冻结位信道, 重新编码。

(4) 改进后的极化码的码率为: $R_{\text{new}} = (K - L) / N$, K 是原来码字的信息位个数。

经上述运算后, 即可根据 CSI, 动态调整极化码的码率, 有效地提高了系统可靠性, 且不会大幅加大编译码复杂度。在 AWGN 信道下, 若系统的信噪比 γ , 传输速率为 R , 使用高斯估计算法构造极化码, 能够得到比较好的性能。但是, 当信噪比改变时, 每次都需要重新使用该算法重新构造极化码, 对于一个实时系统很难实现。因此, 对于一定范围的信噪比, 通过使用一个设计信噪比 (design-SNR) 来简化码字的构造。事实上, 使用 design-SNR 来设计极化码, 在降低计算复杂度的同时, 也能获得很好的 BER 性能。

3.2 预选择后再选择译码转发方案

在基本 DF 中继方案中, 中继协作性能受到 S-R_i 链路质量影响, 同时中继节点能否正确解码源节点信息, 对系统性能也有较大影响。本节提出了一种预选择后再选择的 SDF 方案。第一阶段, 对全部 M 个中继节点预选择处理。中继在第一阶段接收到源节点信息后, 若要正确解码, 需要 S-R_i 链路的信道容量不小于信息传输速率 V , 即 $C_{\text{sf}_i} \geq V$ 。预选择得到的候选中继集表示为:

$$\Omega_k = \{R_i : C_{\text{sf}_i} \geq V\} \quad (10)$$

其中, V 是信息传输速率, C_{sf_i} 是 S-R_i 链路的容量。如果所有的中继节点均不满足上述条件 (即候选中继集合 Ω_k 为空), 启动直接传输重传 (DRT) 模式, 源节点重传信息到目的节点。此时, 系统信道容量为:

$$C_{\text{DRT}} = 1/2 \log(1 + 2\gamma_{\text{sd}}) \quad (11)$$

其中, $\gamma_{\text{sd}} = P_s |h_{\text{sd}}|^2 / N_0$ 为目的节点接收源节点信号的瞬时信噪比。

在预选择操作过程中, 需要对源节点到全部中继节点之间的信道状态信息进行估计。在此, 采用了一种适用于多中继协作通信网络的信道估计算法。假设网络中有 M 个中继节点, 首先由源节点 S 向中继节点广播 TS-S 帧, 各中继节点利用 TS-S 帧头插入的训练序列做信道估计。然后, 各中继节点发送 TS-R 帧, 该帧包含 M 个子帧, 其中, 中继节点 m 在第 m 个时隙发送 TS- m 子帧。每个子帧除了在帧头插入训练序列以外, 还需要将该中继节点到源节点 S 的信道的估计值装订在数据字段中。最后, 目的节点 D 利用接收训练序列做信道估计, 向各中继节点和源节点 S 广播 TS-D 帧, 该帧在数据字段中装订各中继节点到目的节点 D 的信道估计值。网络中的全部节点可以利用上述训练序列发送方案获得任意两节点间的信道估计值, 从而实现全局 CSI 的共享。多中继协作通信网络训练序列发送方案如图 3 所示。

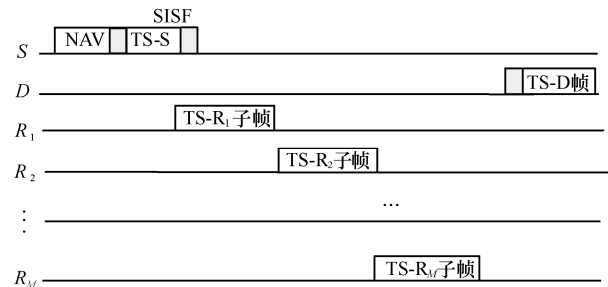


图3 多中继协作通信网络训练序列发送方案



经过预选择操作之后,若候选中继集合 Ω_k 非空,则第二阶段再选择操作,即最佳中继决策器从所有候选中继节点中选出 R_i -D 瞬时信道质量最好的中继节点为最佳中继 R_{best} ,来向目的节点转发源消息。最佳中继定义如下:所有候选中继节点中, R_i -D 链路信噪比最大的一个作为最佳中继,表示为:

$$R_{\text{best}} = \arg \max_{R_i \in \Omega_k} \{\gamma_{r,d}\} \quad (12)$$

其中, $\gamma_{r,d} = P_{r_i} |h_{r,d}|^2 / N_0$ 为目的节点从中继接收到信号的信噪比,其大小主要与中继的发射功率 P_{r_i} 和 R_i -D 链路的信道衰落系数 $h_{r,d}$ 相关。

对于全天候协作,无论定义 R_{best} -D 与 S-D 链路质量的好坏都保持协作,虽然能获得较好的分集效果,但系统频谱效率仅为 1/2,降低了系统的容量。为了折中分集效果与频谱效率,定义 R_{best} -D 与 S-D 链路的信道增益之比为最佳中继的协作能力,它表示了最佳中继对系统分集增益和频谱效率均衡的影响,表示为 $\gamma_{\beta, \text{sd}} = \beta_{R_{\text{best}}} / \beta_{\text{sd}}$,取值范围为 $[0, +\infty)$ 。其中, $\beta_{R_{\text{best}}} = |h_{r,d}|^2$ 是 R_{best} -D 的增益, $\beta_{\text{sd}} = |h_{\text{sd}}|^2$ 是 S-D 信道增益。然后,将 $\gamma_{\beta, \text{sd}}$ 与协作门限 θ 比较,其中协作门限 θ 的取值范围为 $[0, 1]$ 。根据得到的结果来决定是否通过最佳中继协作转发,达到均衡分集效果与频谱效率的目的。具体操作为:当 $\gamma_{\beta, \text{sd}} > \theta$ 时,说明最佳中继信道状况理想,可参加协作传输,中继节点译码后从新编码发送到目的节点,此时目的节点收到信号为:

$$y_{\text{rd,best}} = h_{\text{rd,best}} \sqrt{P_{R_{\text{best}}}} x_{R_{\text{best}}} + n_{\text{rd,best}} \quad (13)$$

当 $\gamma_{\beta, \text{sd}} \leq \theta$ 时,说明最佳中继 CSI 较差,无需使用中继协作传输,源节点重新发送信息到目的节点,此时目的节点收到信号为:

$$y_{\text{sd}(2)} = h_{\text{sd}(2)} \sqrt{P_s} x_s + n_{\text{sd}(2)} \quad (14)$$

综上所述,阶段 2 目的节点收到信号可表示为:

$$y_{\text{d}(2)} = \begin{cases} y_{\text{rd,best}}, & \gamma_{\beta, \text{sd}} > \theta \\ y_{\text{sd}(2)}, & \gamma_{\beta, \text{sd}} \leq \theta \end{cases} \quad (15)$$

目的节点将两阶段收到的信号通过最大比合并后 (MRC), 得:

$$y = \begin{cases} a_1 y_{\text{sd}(1)} + a_2 y_{\text{rd,best}}, & \gamma_{\beta, \text{sd}} > \theta \\ a_1 y_{\text{sd}(1)} + a_2 y_{\text{sd}(2)}, & \gamma_{\beta, \text{sd}} \leq \theta \end{cases} \quad (16)$$

其中, a_1 、 a_2 为合并因子。此时,目的节点的有效 SNR 即经过 MRC 后输出端的信噪比^[26],可表示为:

$$\gamma = \begin{cases} \gamma_{\text{sd}(1)} + \gamma_{\text{rd,best}}, & \gamma_{\beta, \text{sd}} > \theta \\ \gamma_{\text{sd}(1)} + \gamma_{\text{sd}(2)}, & \gamma_{\beta, \text{sd}} \leq \theta \end{cases} \quad (17)$$

其中, $\gamma_{\text{sd}(1)}$ 、 $\gamma_{\text{sd}(2)}$ 分别为阶段 1 和阶段 2 的 S-D 链路的 SNR, $\gamma_{\text{rd,best}}$ 为 R_{best} -D 链路的 SNR。同时可以求出此方案下系统的最大传输速率为:

$$C_{\text{IPDF}} = \begin{cases} \frac{1}{2} \log(1 + \gamma_{\text{sd}(1)} + \gamma_{\text{rd,best}}), & \gamma_{\beta, \text{sd}} > \theta \\ \frac{1}{2} \log(1 + \gamma_{\text{sd}(2)} + \gamma_{\text{sd}(1)}), & \gamma_{\beta, \text{sd}} \leq \theta \end{cases} \quad (18)$$

综上所述,改进的极化选择译码转发中继协作流程如下:

- (1) S 分别发送信息到 D 和所有 R_i , D 和 R_i 分别估计 h_{sd} 和 h_{sr_i} , 从而获得 β_{sd} 和 C_{sr_i} ;
- (2) 将 S- R_i 的信道容量 C_{sr_i} 与信息传输速率 V 比较,若 $C_{\text{sr}_i} \geq V$, 中继 R_i 被选入候选中继集合 Ω_k ;
- (3) 若 $\Omega_k = \emptyset$, S 采用 DRT 模式。若 $\Omega_k \neq \emptyset$, 根据 $R_{\text{best}} = \arg \max_{R_i \in \Omega_k} \{h_{r,d}\}$, 从中继候选集合 Ω_k 中选出最好的中继 R_{best} , 并计算其协作增益 $\beta_{R_{\text{best}}}$;
- (4) 计算 $\gamma_{\beta, \text{sd}}$, 若 $\gamma_{\beta, \text{sd}} > \theta$, 使用 R_{best} 协作传输。若 $\gamma_{\beta, \text{sd}} \leq \theta$, 中继不参与协作。

4 性能分析

中断是接收端不能可靠的解码消息的事件。关于给定信息传输速度 V , 如信道容量小于传输速度, 则发生中断。本方案的中断概率可在以下 3 种场景中展开讨论。

- (1) 场景 I: $\Omega_k = \emptyset$, S 采用 DRT 的场景。

其中断概率记为: P_1 。

(2) 场景 II: $\Omega_k \neq \emptyset$ 且 $\gamma_{\beta, \text{sd}} \leq \theta$, R_{best} 不参加协作的场景。其中断概率记为: P_2 。

(3) 场景 III: $\Omega_k \neq \emptyset$ 且 $\gamma_{\beta, \text{sd}} > \theta$, 使用 R_{best} 协作传输的场景。其中断概率记为: P_3 。

因此, 该中继协作系统的中断概率可表示为:

$$P = P_1 + P_2 + P_3 \quad (19)$$

(1) 场景 I

首先, 考虑 $\Omega_k = \emptyset$ 发生的概率为:

$$P(\Omega_k = \emptyset) = \prod_{i=1}^N \Pr(C_{\text{sr}_i} < V) \quad (20)$$

因仅使用 S-D 链路传输信息, 故仅当其信道容量 C_{sd} 小于信息传输速率 V 时发生中断, 且可表示为:

$$\frac{1}{2} \ln(1 + \gamma_{\text{sd}}) < V \quad (21)$$

因此, 场景 I 的中断概率可表示为:

$$\begin{aligned} p_1 &= P(\Omega_k = \emptyset)P(C_{\text{sd}} < V) = \\ &\prod_{i=1}^N \Pr(C_{\text{sr}_i} < V) \Pr(C_{\text{sd}} < V) = \\ &\left(1 - \exp\left(-\frac{2^V - 1}{\Gamma_{\text{sr}}}\right)\right)^N \left(1 - \exp\left(-\frac{2^V - 1}{\Gamma_{\text{sd}}}\right)\right) \end{aligned} \quad (22)$$

其中, Γ_{sr} 、 Γ_{sd} 分别为 S-R、S-D 链路的平均信噪比。

(2) 场景 II

当 $\gamma_{\beta, \text{sd}}$ 小于协作门限时, 不采取中继协作。此事件发生的概率为:

$$\begin{aligned} \Pr(\gamma_{\beta, \text{sd}} \leq \theta) &= \Pr(P_r | h_{\text{rd}_{\text{best}}} |^2 / N_0 \leq \theta P_s | h_{\text{sd}} |^2 / N_0) = \\ &\Pr(\gamma_{\text{rd}_{\text{best}}} \leq \theta \gamma_{\text{sd}}) = \\ &\prod_{i=1}^k \Pr(\gamma_{\text{r}_i \text{d}} < \theta \gamma_{\text{sd}}) = \\ &[1 - \exp(-\theta \cdot \gamma_{\text{sd}} / \Gamma_{\text{rd}_{\text{best}}})]^k \end{aligned} \quad (23)$$

设 M 个中继节点中有 K 个能正确译码, 则 $\Omega_k \neq \emptyset$ 的概率为:

$$\Pr(\Omega_k \neq \emptyset) = C_M^K \prod_{i \in \Omega_k} \Pr(C_{\text{sr}_i} \geq V) \prod_{i \notin \Omega_k} \Pr(C_{\text{sr}_i} < V) =$$

$$C_M^K \exp\left(-\frac{2^V - 1}{\Gamma_{\text{sr}}}\right)^K \left(1 - \exp\left(-\frac{2^V - 1}{\Gamma_{\text{sr}}}\right)\right)^{M-K} \quad (24)$$

其中, $C_M^K = \frac{M!}{K!(M-K)!}$ 。且 $\beta_{\text{R}_{\text{best}}} / \beta_{\text{sd}} \leq \theta$ 的

概率为:

$$\begin{aligned} \Pr(\Omega_k \neq \emptyset \cap \gamma_{\beta, \text{sd}} \leq \theta) &= C_N^K \prod_{i \in \Omega_k} \Pr(C_{\text{sr}_i} \geq V) \\ &\prod_{i \notin \Omega_k} \Pr(C_{\text{sr}_i} < V) \Pr(\gamma_{\text{rd}_{\text{best}}} \leq \theta \gamma_{\text{sd}}) = C_M^K \exp\left(-\frac{2^V - 1}{\Gamma_{\text{sr}}}\right)^K \\ &\left(1 - \exp\left(-\frac{2^V - 1}{\Gamma_{\text{sr}}}\right)\right)^{M-K} \left(1 - \exp\left(-\frac{\theta \gamma_{\text{sd}}}{\Gamma_{\text{rd}_{\text{best}}}}\right)\right)^k \end{aligned} \quad (25)$$

由式 (13) 知, R_{best} 不参加协作时, 当系统信道容量为: $1/2 \cdot \ln(1 + \gamma_{\text{sd}(1)} + \gamma_{\text{sd}(2)}) < V$ 时, 即 $\gamma_{\text{sd}(1)} + \gamma_{\text{sd}(2)} < 2^{2V} - 1$ 时, 系统发生中断。因此, 场景 II 的中断概率为:

$$\begin{aligned} P_2 &= \Pr(\Omega_k \neq \emptyset \cap \gamma_{\beta, \text{sd}} \leq \theta) \\ &\Pr(\gamma_{\text{sd}(1)} + \gamma_{\text{sd}(2)} < 2^{2V} - 1) = \\ &C_M^K \exp\left(-\frac{2^V - 1}{\Gamma_{\text{sr}}}\right)^K \left[1 - \exp\left(-\frac{2^V - 1}{\Gamma_{\text{sr}}}\right)\right]^{M-K} \\ &\left[1 - \exp\left(-\frac{\theta \gamma_{\text{sd}}}{\Gamma_{\text{rd}_{\text{best}}}}\right)\right]^k \left[1 - \exp\left(-\frac{2^{2V} - 1}{\gamma_{\text{sd}(1)} + \gamma_{\text{sd}(2)}}\right)\right] \end{aligned} \quad (26)$$

(3) 场景 III

当 R_{best} 参加协作时, 由式 (13) 知其信道容量为: $1/2 \times \ln(1 + \gamma_{\text{sd}(1)} + \gamma_{\text{rd}_{\text{best}}})$ 。中断发生在信道容量小于传输速度时 (即 $\gamma_{\text{sd}(1)} + \gamma_{\text{rd}_{\text{best}}} < 2^{2V} - 1$)。因此, R_{best} 协作时中断概率为:

$$\begin{aligned} \Pr(\gamma_{\text{sd}(1)} + \gamma_{\text{rd}_{\text{best}}} < 2^{2V} - 1) &= \\ \left(1 - \exp\left(-\frac{2^{2V} - 1 - \gamma_{\text{rd}_{\text{best}}}}{\gamma_{\text{sd}(1)}}\right)\right) \end{aligned} \quad (27)$$

由式 (15) 知, $\Pr(\gamma_{\beta, \text{sd}} > \theta) = 1 - \Pr(\gamma_{\beta, \text{sd}} \leq \theta)$ 。因此, 场景 III 的中断概率为:



$$\begin{aligned}
P_3 &= \Pr(\mathcal{Q}_k \neq \emptyset) \Pr(\gamma_{\beta, \text{sd}} > \theta) \\
\Pr(\gamma_{\text{sd}(1)} + \gamma_{\text{rd}_{\text{best}}} < 2^{2V} - 1) &= \\
C_M^K \exp\left(-\frac{2^V - 1}{\Gamma_{\text{sr}}}\right) &\left(1 - \exp\left(-\frac{2^V - 1}{\Gamma_{\text{sr}}}\right)\right)^{M-K} \times \\
\left(1 - \left(1 - \exp\left(-\frac{\theta \gamma_{\text{sd}}}{\Gamma_{\text{rd}_{\text{best}}}}\right)\right)^k\right) &\left(1 - \exp\left(-\frac{2^{2V} - 1 - \gamma_{\text{rd}_{\text{best}}}}{\gamma_{\text{sd}(1)}}\right)\right)
\end{aligned} \quad (28)$$

经上述分析得, 当信息传输速率 V , S-D 链路和所有中继信道的信道状况给定情况下, 改进的极化选择译码转发中继策略的中断概率与协作门限 θ 成正比。而且, 随着 θ 增大, R_{best} 参加协作通信的概率逐渐减小, 系统中断性能变差。因此, 一个较小的协作门限, 既可以限制中继节点总是参加协作传输, 又能提高系统性能。

5 仿真分析

本节主要对所提的改进的极化选择译码转发中继策略进行仿真。各信道为独立的瑞丽衰落信道, 调制模式为 BPSK 调制。同时, 设置源节点和中继节点的发射功率相等, 即 $P_s = P_r = 1 \text{ W}$ 。

5.1 仿真实验 1: 基于衰落信道的极化码性能分析

参数设置见表 1。

表 1 极化码参数设置

参数	数值
码长 N	1 024
码率 R	0.5
衰落系数阈值 α	0.2
设计信噪比	1 dB

在极化码的码长 $N=1\,024$ 、码率 $R=0.5$ 的情况下, 不同极化码构造方案的性能如图 4 所示。通过仿真结果可以得出, 在 AWGN 信道下使用高斯估计算法构造极化码要比蒙特卡洛算法 BER 性能更优。本文提出的基于衰落信道的 design-SNR 极化码构造算法, 通过在一定范围的 SNR 下, 使用同一个 design-SNR 来构造极化码, 大大减少了计算

复杂度。且与原始的高斯估计算法相比, 在误码率为 10^{-3} 时, 约有 0.4 dB 的增益。并且所提基于衰落信道的码率自适应极化码构造方案, 能根据信道质量状况, 适当调整码率。当信道质量差时, 减小码率, 以获得更好的 BER 性能。因此, 本文提出的基于 design-SNR 的极化码构造方案不仅降低了系统的计算复杂度, 还获得了更好的系统性能。

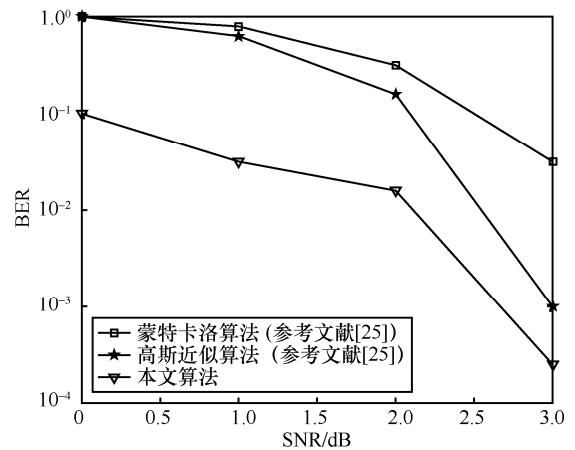


图 4 不同极化码构造方案的性能比较

5.2 仿真实验 2: 协作门限 θ 的分析

图 5 说明了不同协作门限下 4 中继选 1 的中断概率曲线。根据仿真结果可知, 当协作门限较低时, 系统的中断概率较低。较高的协作门限会使中断概率升高。随着协作门限 θ 的提高, 直接传输重传的概率会增大, 即直接传输的机会大于中继协作传输。而无协作系统性能要差于中继协作系统的性能, 因此, 系统的中断概率将会随着协作门限的提高而提升。

5.3 仿真实验 3: 预选择后再选择译码转发方案性能分析

图 6 给出了在协作门限 $\theta = 0.01$ 的 IPSDF 方案和其他中继协作方案的 BER 性能曲线。从图 6 中可以看出, 本文提出的极化选择译码转发中继策略的性能更好。具体表现为: 在误码率为 10^{-3} 时, 对比参考文献[25]中 DF Polar+方案及参考文献[18]中极化码编码协作 (NPCC) 方案约 1.3 dB、0.8 dB 的性能增益。

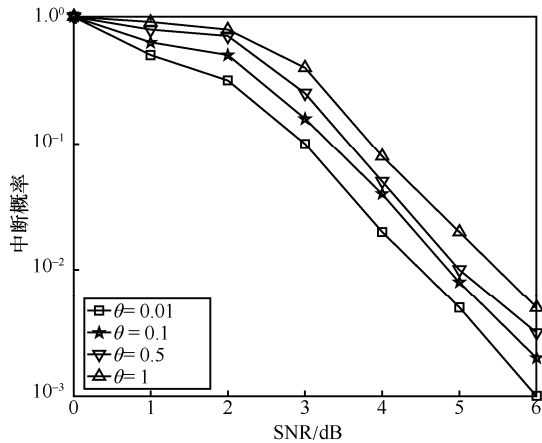


图5 不同门限下, 4中继选1系统的中断概率

新提出的基于衰落信道的码率变化的极化码构造方案,更能适用于衰落信道中传输。在信道质量较差时,以微小的码率减小为代价,获得更好的 BER 性能。其次,经过预选择后再选择译码转发方案,最大程度限制了译码错误传播,进一步提高系统性能。

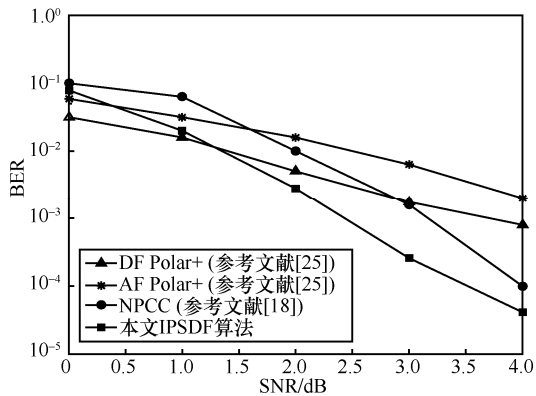


图6 各方案下协作系统的 BER 比较

通过与选择和再选择之后,一个性能最佳的中继被选择出来,参与到协作通信中。中继位置模型如图 7 所示,假设源节点,最佳中继节点和目的节点分布在一条直线上。且源节点和目的节点之间的距离进行“归一化”处理。

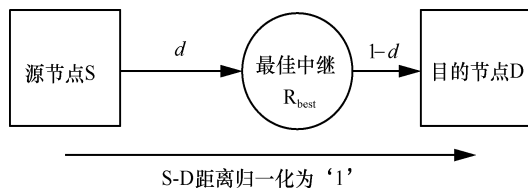
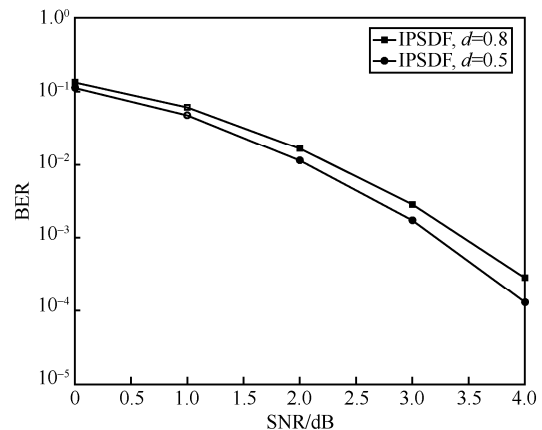


图7 中继位置模型

$S-R_{best}$ 链路距离为 d , 表示最佳中继节点与源节点之间的距离关系, $R_{best}-D$ 链路的距离则为 $1-d$, d 的数值越大代表源节点到最佳中继节点距离越远, 目的节点距离最佳中继越近。令 d 分别为 0.5 和 0.8, 进行仿真比较。结果如图 8 所示: 当 d 较小, 即最佳中继距离目的节点较远时, 系统的误码率性能更好。具体表现为: 在误码率为 10^{-3} , 与 $d=0.8$ 相比, $d=0.5$ 约有 0.3 dB 性能增益。这是因为本文所提的方案增加了对最佳中继协作能力与协作门限的比较, 选择性的使用最佳中继来进行译码转发。当最佳中继距离目的节点较近时, 为了均衡系统的分集增益与频谱效率, 最佳中继的协作能力较低, 最佳中继不容易参加到协作传输过程中。因此, 系统的误码率会稍微增大, 但获得了更好的频谱效率。相反, 最佳中继距离目的节点较远时, 其参加协作的意义更大, 即最佳中继的协作能力较高, 整个协作系统使用最佳中继进行译码转发的机会更大, 于是, 系统能获得更好的分集增益, 误码率更低。

图8 不同 d 下的 BER 比较

6 结束语

为减少错误译码转发而降低系统性能, 本文通过对所有中继节点预选择后再选择译码转发方案, 实现对中继信道的选择性使用。避免了中继信道质量差, 却仍参加协作通信的问题, 提高了



系统性能。编码方案选用了基于衰落信道的码率变化的极化码编码, 根据信道的质量选择合适的码率, 进一步提高了系统性能。仿真也表明在相同 BER 情况下, 本文所提方案比极化码级联的标准 DF 方案以及 NPCC 方案均获得较大增益。故所提方案可有效应用于多中继无线通信协作传输系统。

参考文献:

- [1] HAN J S, BAEK J S, JEON S, et al. Cooperative networks with amplify-and-forward multiple-full-duplex relays[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2014, 13(4): 2137-2149.
- [2] SHARMA P K, GARG P. Performance analysis of full duplex decode-and-forward cooperative relaying over Nakagami-m fading channels[J]. Transactions on Emerging Telecommunications Technologies, 2014, 25(9): 905-913.
- [3] VU T X, DUHANMEL P, RENZO M D. Performance analysis of network coded cooperation with channel coding and adaptive DF-based relaying in rayleigh fading channels[J]. Signal Processing Letters IEEE, 2015, 22(9): 1354-1358.
- [4] 吉晓东, 郑宝玉. 不对称放大转发双向中继功率分配及中继位置选择[J]. 电子与信息学报, 2012, 34(2): 416-422.
JI X D, ZHENG B Y. Optimum power allocation and relay location for asymmetric two-way amplify-and-forward relaying[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2012, 34(2): 416-422.
- [5] 苏华玲, 贺玉成, 周林. 基于码率兼容 LDPC 码的多中继协作自适应传输[J]. 北京邮电大学学报, 2018, 41(6): 58-64.
SU H L, HE Y C, ZHOU L. Multi-relay cooperative adaptive transmission based on rate-compatible LDPC codes[J]. Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications, 2018, 41(6): 58-64.
- [6] 康虹, 冯文江, 贾年龙, 等. 译码转发协同通信网络自适应中继选择算法[J]. 重庆大学学报, 2013, 36(2): 109-114.
KANG H, FENG W J, JIA N L, et al. Adaptive relay selection algorithm in decode-and-forward cooperative communication networks[J]. Journal of Chongqing University, 2013, 36(2): 109-114.
- [7] LI Y H. Distributed coding for cooperative wireless networks: An overview and recent advances[J]. IEEE Communications Magazine, 2009, 47(8): 71-77.
- [8] MOUALEU J M, HAMOUDA W, TAKAWIRA F. Performance analysis of turbo-coded cooperative relaying in spectrum-sharing systems[C]// IEEE International Conference on Communications(ICC), May 21-25, 2017, Paris, France. Piscataway: IEEE Press, 2017.
- [9] DIOP I, NDIAYE I P, FALL P A, et al. Optimization of ldpc codes used in cooperative relay systems: case of mobile telephony[C]// International Symposium on Networks, Computers and Communications, May 17-19, 2017, Marrakech, Morocco. Piscataway: IEEE Press, 2017: 1-6.
- [10] CHEN X, LIU H, JIANG H. LDPC coded adaptive AF scheme based on MI model[J]. Procedia Engineering, 2019(29): 3619-3623.
- [11] 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.
- [12] QIN M, GUO J, BHATIA A, et al. Polar code constructions based on LLR evolution[J]. IEEE Communications Letters, 2017, 21(6): 1221-1224.
- [13] HU M, LI J, LV Y. A comparative study of Polar code decoding algorithms[C]//IEEE 3rd Information Technology and Mechatronics Engineering Conference (ITOEC), December 16-17, 2017, Bangkok, Thailand. Piscataway: IEEE Press, 2017.
- [14] TAL I, VARDY A. How to construct Polar codes[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2013, 59(10): 6562-6582.
- [15] 朱鸿斌, 戴胜辰, 康凯, 等. 改进型极化码混合自动请求重传法[J]. 电子与信息学报, 2017, 39(5): 1136-1141.
ZHU H B, DAI S C, KANG K, et al. An improved HARQ scheme with Polar codes[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2017, 39(5): 1136-1141.
- [16] JINI M, WANG J, ZHANG Y, et al. The research and design of single relay coded cooperative system based on Polar codes[C]// IEEE International Conference on Electronic Measurement & Instruments(ICEMI), October 20-23, 2017, Yangzhou, China. Piscataway: IEEE Press, 2017.
- [17] BRAVO-SANTOS A. Polar codes for gaussian degraded relay channels[J]. IEEE Communications Letters, 2013, 17(2): 365-368.
- [18] EJAZ S, YANG F, SOLIMAN T H M. Network Polar coded cooperation with joint SC decoding[J]. Electronics Letters, 2015, 51(9): 695-697.
- [19] TANNIOUS R, NORATINIA A. Spectrally-efficient relay selection with limited feedback[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2008, 26(8): 1419-1428.
- [20] 蔡春晓, 杨炜伟, 蔡跃明. 混合衰落信道下选择中继译码转发的性能分析[J]. 电子与信息学报, 2010, 32(11): 2582-2587.
CAI C X, YANG W W, CAI Y M. Performance analysis of decode-and-forward transmission with relay selection in mixed fading channels[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2010, 32(11): 2582-2587.
- [21] AL-MISTARIHI M F, SHARAQA A, MOHAISEN R, et al. Performance analysis of multiuser diversity in multiuser

two-hop amplify and forward cooperative multi-relay wireless networks[C]// 2012 International Convention Mipro, May 21-25, 2012, Opatija, Croatia. Piacataway: IEEE Press, 2012.

- [22] 王明伟, 张会生, 李立欣, 等. 基于定向天线的多中继 DF 协作通信系统性能分析[J]. 电信科学, 2016, 32(6): 129-135.

WANG M W, ZHANG H S, LI L X, et al. Performance analysis of mutli-relay DF cooperative communciatonsystem based on directional antenna[J]. Telecommunications Science, 2016, 32(6): 129-135.

- [23] MOHAMAD A, VISOZ R, BERTHET A O. Outage analysis of dynamic selective decode-and-forward in slow fading wireless relay networks [C] // International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops(ICUMT), Dec 12-14, 2016, Lisbon, Portugal. Piacataway: IEEE Press, 2016: 420-426.

- [24] GUO L, WANG Y. Selective adaptive cooperative design with outdated feedback[C] // International Conference on Integrated Circuits and Microsystems(ICICM), November 23-25, 2016, Chengdu, China. Piacataway: IEEE Press, 2016: 237-241.

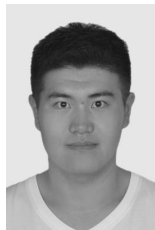
- [25] 张琛云. 极化码的译码算法研究[D]. 西安: 西安科技大学, 2017.

ZHANG C Y. Research on decoding algorithm of Polar codes[D]. Xi'an: Xi'an University of Science And Technology, 2017.

- [26] 徐平平, 田锦, 武贵路. 协作通信与网络—技术与系统设计[M]. 南京: 东南大学, 2014: 66-67.

XU P P, TIAN J, WU G L. Collaborative communication and network - technology and system design[M]. Nanjing: South-east University, 2014: 63-64.

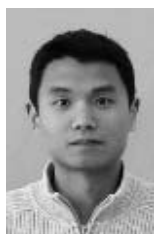
[作者简介]



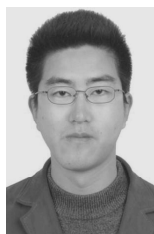
孙启超 (1995—), 男, 杭州电子科技大学硕士生, 主要研究方向为无线通信、信道编码等。



包建荣 (1978—), 男, 博士, 杭州电子科技大学教授、博士生导师, 主要研究方向为空间无线通信、通信信号处理与自主无线电等。



姜斌 (1980—), 男, 杭州电子科技大学高级实验师、教师, 主要研究方向为空间无线通信、无线传感器网络等。



刘超 (1977—), 男, 博士, 杭州电子科技大学副教授、教师, 主要研究方向为无线通信、计算机通信网等。



朱芳 (1973—), 男, 博士, 杭州电子科技大学讲师, 主要研究方向为无线通信和信息安全等。



何剑海 (1979—), 男, 博士, 宁波职业技术学院副教授, 主要研究方向为认知无线电、协同通信等。