

# 多中继选择极化译码转发及优化功率分配

亓凯梁, 刘超, 包建荣, 姜斌, 吴俊

(杭州电子科技大学通信工程学院, 浙江杭州 310018)

**摘要:** 为了解决多卫星协作空间通信网络的高误码、低信息传输成功率等问题,提出了多中继节点选择极化译码转发及其优化功率分配方案. 它主要采用了信道统计特性的多中继选择译码转发、最优中继节点选择及相应的优化功率分配方案. 最优中继节点选择及功率分配方案在协作阈值设置较低情况下,其中断性能和复杂度优于多中继选择译码转发方案. 仿真表明:当误码率为 $10^{-4}$ 时,采用所提极化码-最优中继方案,相对于现有极化码协作方案及低密度奇偶校验(Low Density Parity Check, LDPC)码协作方案,分别提高了约0.6 dB和0.8 dB性能增益. 故该方案可有效用于卫星协作的星地融合无线传输通信网络.

**关键词:** 协作编码; 选择译码转发; 多中继节点选择; 功率分配; 中断概率; 极化码

**中图分类号:** TN911 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2022)05-1167-07

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>

**DOI:** 10.12263/DZXB.20210336

## Multi-Relay Selective Polar Decoding and Forwarding and Optimized Power Allocation

QI Kai-liang, LIU Chao, BAO Jian-rong, JIANG Bin, WU Jun

(School of Communication Engineering, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou, Zhejiang 310018, China)

**Abstract:** To solve problems of high code error and low information transmission success probability of space communication networks with multi-satellite cooperation, multi-relay selective polar decoding and forwarding and optimized power allocation are proposed. Multi-relay selection decoding and forwarding with channel statistics characteristics, optimal relay node selection and corresponding power allocation are proposed, respectively. The optimal relay node selection and power allocation scheme have better outage performance and complexity than those of the multi-relay selection decoding and forwarding scheme, when the cooperative threshold is set low. Simulation results show that at bit error rate of  $10^{-4}$ , the proposed polar code-optimal relay scheme obtains by about 0.6 dB and 0.8 dB performance gains, when compared with those of the existing polar coded cooperation scheme and LDPC(Low Density Parity Check) code cooperation scheme. Therefore, it can be effectively used in satellite-to-ground fusion wireless transmission communication networks with satellite cooperation.

**Key words:** cooperative coding; selective decoding and forwarding; multi-relay node selection; power allocation; outage probability; polar code

### 1 引言

协作通信能利用空间多径信道对抗衰落和干扰,已成为研究热点<sup>[1]</sup>. 它可有效用于卫星协作的星地融合无线传输通信网络<sup>[2]</sup>. 针对无线通信多径传播带来的衰落问题,相继出现了放大转发(Amplify and Forward, AF)、译码转发(Decode and Forward, DF)等中继协作<sup>[3]</sup>. 但AF同时放大了噪声信号,降低了性能. DF

则在中继错误译码后,造成错误传播问题. 针对DF的错误传播问题,可采用选择解码转发(Selection DF, SDF)方案<sup>[4]</sup>,较好克服了DF方案的错误传播问题,降低了系统误码率.

在协作通信中,中继节点选择显得尤为重要. 在两跳多中继网络中,全中继协作方案需所有中继链路,来转发信号. 故其频带利用率较低. 为了改进该不足,可

收稿日期:2021-03-10;修回日期:2021-10-09;责任编辑:覃怀银

基金项目:国家自然科学基金(No.U1809201);浙江省属高校基本科研业务费专项资金(No.GK209907299001-003, No.GK209907299001-023);浙江省自然科学基金(No.LY20F010010)

采用瞬时信道信息中继选择的机会中继方案,通过单中继选择来提高频谱效率<sup>[5]</sup>.如针对单中继选择的功率分配,提出了以最小化系统中断概率为目标的功率分配算法,提高了采用最佳中继选择的协作通信系统的性能<sup>[6]</sup>.但其不能根据无线信道时变特性完成自适应传输.针对自适应传输不足,根据协作中继与源节点间的无线信道质量,可实现自适应协作传输<sup>[7]</sup>.对于多中继节点选择,在DF协作网络中,选择合适中继节点实现信号中继,并开展功率分配,使系统中断概率达到最优<sup>[8]</sup>,但其也有无法根据当前信噪比(Signal to Noise Ratio, SNR)来动态选择中继集的问题.针对该问题,从中断概率角度出发,提出了AF网络中根据当前SNR选择,使系统中断概率最小的中继集合<sup>[9]</sup>.但其缺少了对DF网络的分析.

在协作通信的信道编码应用方面,存在了一种采用LDPC编码的协作通信方式<sup>[10]</sup>.但因LDPC译码时其Tanner图存在短环,导致错误消息自反馈,而恶化性能.之后,Erdal Arıkan利用信道极化理论,提出了全新的极化信道编码<sup>[11]</sup>.根据极化码逼近香农极限的优良特性,通过嵌套结构,可将极化码用于中继协作,并证明了极化码实现对称的二进制输入物理降级的中继信道容量<sup>[12]</sup>.针对上述仅对二进制降级中继信道的研究,出现了将极化码用于高斯降级中继信道的方案,探讨了极化码满足条件,并提供了有效构建方法<sup>[13]</sup>.针对半双工中继系统,出现了采用极化码的时分半双工中继系统的协同通信<sup>[14]</sup>.证明了精心构造的极化码可在半双工中继信道中达到理论容量.针对极化码解码复杂度高的问题,也有采用协作判决的极化SDF<sup>[15]</sup>.它通过设置停止迭代阈值,降低了译码复杂度,但代价是误码率性能下降.

针对现有算法的误码率性能下降和中断概率高等不足,本文先提出采用信道状态信息(Channel State Information, CSI)的多中继SDF方案,可根据当前SNR动态选择系统中断概率最小的中继集合.针对多中继SDF方案能耗利用率不高和频带利用率低等问题,联合先进极化信道编码,提出了最优中继节点选择及优化功率分配方案,提高了系统中断性能,并降低了复杂度.

## 2 系统模型

### 2.1 卫星星座系统模型

混合中轨道(Medium Earth Orbit, MEO)/低轨道(Low Earth Orbit, LEO)星座的双层结构如图1所示.这种结构包括MEO和LEO卫星星座以及地面站.文献[16]提出了一种主干网/接入模型,以克服多层轨道上卫星互连的困难.如图1所示,在多中继协作系统中,包括

一个源节点 $S$ ,一个目的节点 $D$ 和 $N$ 个中继节点 $R_i$ .其中, $i$ 的范围为 $1\sim N$ ,且 $N$ 表示中继节点数目.系统采用半双工模式且每个中继节点都有一个全向天线.本文系统信道模型主要采用了瑞利衰落信道模型.

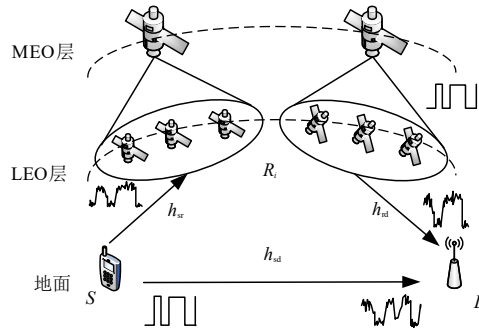


图1 系统模型图

在第一阶段,源节点将信号编码调制后广播给中继和目的节点,目的节点 $D$ 和第 $i$ ( $1\leq i\leq N$ )个中继节点 $R_i$ 收到的信号分别为:

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

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

其中, $P_s$ 为实数,表示源节点 $S$ 的发射功率; $h_{sd}$ 和 $h_{sr_i}$ 是零均值且方差分别是实数 $\eta_{sd}^2$ 和 $\eta_{sr_i}^2$ 的相互独立的复高斯随机变量,分别表示 $S$ - $D$ 和 $S$ - $R_i$ 链路的信道系数;而 $n_{sd}$ 和 $n_{sr_i}$ 是零均值,方差为实数 $\sigma_n^2$ 的相互独立的复高斯随机变量,分别表示 $S$ - $D$ 和 $S$ - $R_i$ 链路的加性高斯白噪声.

图1中虚线所示区域中的中继节点为候选中继节点集.在第二阶段,从候选中继节点集中选择最优的一个或多个中继节点,解码转发从源节点接收到的信号到目的节点.在 $R_i$ 处,译码转发信号可表示为: $x_{r_i}$ ,则 $D$ 接收的信号 $y_{rd_i}$ 可表示为:

$$y_{rd_i} = \sqrt{P_{R_i}} h_{rd_i} x_{r_i} + n_{rd_i} \quad (3)$$

其中, $P_{R_i}$ 为实数,表示中继节点 $R_i$ 的发送功率; $h_{rd_i}$ 是零均值且方差为实数 $\eta_{rd_i}^2$ 的相互独立的复高斯随机变量,表示 $R_i$ - $D$ 链路的信道系数; $n_{rd_i}$ 是零均值且方差为实数 $\sigma_n^2$ 的相互独立的复高斯随机变量,表示 $R_i$ - $D$ 链路的加性高斯白噪声.最后,目的节点 $D$ 执行最大比合并方法,合并所有接收信号,再解码得到最终结果.

### 2.2 基于衰落信道的极化码构造方案

在极化编码中,信道极化发生在信道组和和信道分解之后.随着信道复用数目的增加,信道经这两个步骤后,复用的比特信道会极化成两类信道:无噪信道和全噪信道(还有一小部分信道介于两者之间).极化码

构造就是利用无噪信道传输消息序列,利用全噪信道传输冻结比特,冻结比特不传递信息,可全用码字 0 表示. 故针对衰落信道模型,采用了基于衰落信道的极化码构造方案:设  $N$  个信道的信道系数  $h_i$  已知,给定一个阈值  $\alpha$ ,则衰落系数小于阈值的概率可表示为  $p = \Pr\{|h_i| \leq \alpha\}$ . 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. 统计所有信道中信道衰落系数小于阈值  $\alpha$  的数量,记为  $L$ ; 如果  $L$  大于  $N \times p$ ,  $L$  的取值为  $N \times p$ , 否则  $L$  的值仍为统计出来的结果; 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. 改进后的极化码的码率为  $(K-L)/N$ . 其中,  $K$  是原码字信息位数. 将长为  $K-L$  的信息序列,经所述信道极化理论构造为长为  $1 \times N$  的信息码字向量  $\mathbf{u}$ .  $\mathbf{u}$  的元素包含  $K-L$  位信息比特和  $N-K+L$  位冻结比特,且冻结比特不传递信息,可全用码字 0 表示. 之后,码长为  $N$ , 信息位长为  $K-L$  的极化码  $P(N, K-L)$  码字  $\mathbf{x}$ , 通过消息码字  $\mathbf{u}$  的线性变换  $\mathbf{x} = \mathbf{u} \mathbf{G}_N$  来生成. 其中,  $\mathbf{x}$  是生成的  $1 \times N$  维度的码字向量,  $\mathbf{G}_N = \mathbf{B}_N \mathbf{F}^{\otimes n}$  是  $N \times N$  维度的生成矩阵,  $\mathbf{B}_N$  是  $N \times 1$  维度的比特翻转矩阵,  $\mathbf{F}^{\otimes n}$  是极化矩阵  $\mathbf{F} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$  的  $n$  阶 Kronecker 乘积,  $n = \log_2 N$ . 然后码字  $\mathbf{x}$  经过 BPSK 调制后发送到信道. 在目的节点  $D$  处执行最大比合并方法,合并所有接收信号,再由 SC 解码获得最终结果.

### 3 采用 CSI 的多中继选择译码转发

#### 3.1 候选中继集合的选择

对于  $N$  个中继节点,一个完整的传输需要  $N+1$  个时隙. 如第  $i$  个中继节点  $R_i$  能正确译码源节点信息,则链路  $S-R_i$  的信道容量  $I_{sr_i}$  需满足以下关系式:

$$I_{sr_i} = \frac{1}{N+1} \log_2(1 + \gamma_{sr_i}) \geq V \quad (4)$$

其中,  $\gamma_{sr_i} = P_S |h_{sr_i}|^2 / \sigma_n^2 = \text{SNR} \cdot |h_{sr_i}|^2$  表示链路  $S-R_i$  的瞬时 SNR,  $V$  表示信息传输速率. 当中继节点能正确译码源节点信息时,需满足:

$$\gamma_{th} = 2^{(N+1)V} - 1 \quad (5)$$

将能正确译码源节点信息的中继节点作为候选中继节点集合,表示为

$$\Omega = \{R_i: \gamma_{sr_i} \geq \gamma_{th}\} \quad (6)$$

#### 3.2 根据当前 SNR 中继节点集合的动态选择

源和目的节点的信道容量的计算表示为

$$I_{SDF} = \frac{1}{N+1} \log_2(1 + \gamma_{sd} + \sum_{R_i \in \Omega} \gamma_{rd_i}) \quad (7)$$

其中,  $\gamma_{sd} = P_S |h_{sd}|^2 / \sigma_n^2 = \text{SNR} \cdot |h_{sd}|^2$  为实数,表示链路

$S-D$  的瞬时 SNR,  $\gamma_{rd_i} = P_{R_i} |h_{rd_i}|^2 / \sigma_n^2 = \text{SNR} |h_{rd_i}|^2$  为实数,表示链路  $R_i-D$  的瞬时 SNR.

在等功率条件 ( $P_S = P_{R_i} = P$ ) 下,且已确定了  $\Omega$ , 系统的中断概率  $\Pr(I_{SDF} < V | \Omega)$  计算为<sup>[17]</sup>

$$P_{\text{out}}(\Omega) = \frac{1}{(|\Omega| + 1)!} \frac{[(2^{(N+1)V} - 1)\sigma_n^2]^{|\Omega|+1}}{P^{|\Omega|+1}} \frac{1}{\eta_{sd}^2} \prod_{R_i \in \Omega} \frac{1}{\eta_{rd_i}^2} \quad (8)$$

从  $\Omega$  中选择  $M$  个中继节点的中断概率为

$$P_{\text{out}}(B_{\text{opt}}|\Omega) = \frac{1}{(M+1)!} \frac{[(2^{(N+1)V} - 1)\sigma_n^2]^{M+1}}{P^{M+1}} \frac{1}{\eta_{sd}^2} \prod_{R_i \in B_{\text{opt}}} \frac{1}{\eta_{rd_i}^2} \quad (9)$$

其中,  $B_{\text{opt}}$  表示最优中继节点集合. 由式(9)定义了中继节点的等效信道增益:  $w_i = \frac{1}{1/\eta_{rd_i}^2} = \eta_{rd_i}^2, i = 1 \sim |\Omega|$ . 因此,根据式(9),中继节点的等效信道增益越大,则因中继节点参与协作而使系统的中断概率就越小.

设所选  $M$  个中继节点的中断概率最小,有

$$P_{\text{out}}(B_{\text{opt}}|\Omega)_M < P_{\text{out}}(B_{\text{opt}}|\Omega)_{M-1} \quad (10)$$

$$P_{\text{out}}(B_{\text{opt}}|\Omega)_M < P_{\text{out}}(B_{\text{opt}}|\Omega)_{M+1} \quad (11)$$

由式(9)~(11),得

$$\text{SNR}_M = \frac{2^{(N+1)V} - 1}{(M+1)w_M} < \text{SNR} < \text{SNR}_{M+1} = \frac{2^{(N+1)V} - 1}{(M+2)w_{M+1}} \quad (12)$$

其中,  $\text{SNR} = P/\sigma_n^2$  为当前 SNR.

在等功率下,最优中继节点集  $B_{\text{opt}}$  选取如下:

首先,计算候选集  $\Omega$  中各中继节点的  $w_i$ , 并增序排列为  $w_1 \sim w_{|\Omega|}$ , 且将各中继节点按  $w_i$  的大小相应的增序排列为  $R_1 \sim R_{|\Omega|}$ . 然后,根据当前  $\text{SNR} = P/\sigma_n^2$  和预先计算的  $\text{SNR}_M = \frac{2^{(N+1)V} - 1}{(M+1)w_M}$ , 找出满足关系式  $\text{SNR}_M < \text{SNR}$  的最小的  $M$  值作为  $M_{\text{opt}}$ . 其中,  $M$  的范围为  $1 \sim |\Omega|$ , 表示增序排列序号.  $M_{\text{opt}}$  服从式(13):

$$M_{\text{opt}} = \arg \min_M \{\text{SNR}_M < \text{SNR}\} \quad (13)$$

中继节点  $w_i$  越大,中断概率就越小,且  $w_i$  服从增序排列. 故从已排列好的候选中继集丢弃前  $M_{\text{opt}} - 1$  个节点,剩余节点作为最优中继. 此时最优中继节点集为:  $B_{\text{opt}} = \{R_{M_{\text{opt}}}, R_{M_{\text{opt}}+1}, \dots, R_{|\Omega|}\}$ . 当 SNR 大于  $\text{SNR}_M$  的最大值  $\text{SNR}_1 = \frac{2^{(N+1)V} - 1}{(1+1)w_1}$  时,  $M_{\text{opt}}$  为 1, 则候选中继集不需丢弃节点,候选集  $\Omega$  中的节点全部参与协作. 当 SNR 过小,以至于小于  $\text{SNR}_M$  最小值  $\text{SNR}_{|\Omega|} = \frac{2^{(N+1)V} - 1}{(|\Omega| + 1)w_{|\Omega|}}$  时,则选择候选集中  $w_i$  最大的  $R_{|\Omega|}$  作为中继节点.

## 4 最优中继节点选择及功率分配

### 4.1 候选中继集合的选择

为了得到从源节点到中继节点信道质量较好的中继节点集合,设置门限 $\theta$ (可取0.1).当 $S-R_i$ 链路的信道系数模的平方大于该门限值时,将该中继节点选入候选中继节点集合 $\Omega$ :

$$\Omega = \{R_i; |h_{sr_i}|^2 \geq \theta\} \quad (14)$$

### 4.2 协作判决

若4.1节选取的候选中继集合 $\Omega$ 为空,即从源节点到中继节点的信道质量都不满足要求,则系统不依赖中继节点,采用链路直接传输,使系统全部功率都用于直传:

$$y_{sd}^* = \sqrt{P_{\text{total}}} h_{sd} x_s + n_{sd} \quad (15)$$

其中, $y_{sd}^*$ 为复数,表示采用链路直接传输情况下目的节点 $D$ 接收到的信号, $P_{\text{total}}$ 为实数,表示系统发射的总功率.

由于无中继节点的参与,则链路直传的信道容量可表示为

$$I_{\text{dt}} = \log_2(1 + P_{\text{total}} |h_{sd}|^2 / \sigma_n^2) \quad (16)$$

其中, $I_{\text{dt}}$ 为实数,表示链路直传的信道容量.

若候选中继集合 $\Omega$ 非空,对于 $\Omega$ 中任意中继节点 $R_i$ ,要使得中继节点能正确译码源节点信号并转发出去,需满足 $S-R_i$ 链路的信道容量大于系统传输速率 $V$ ,即有

$$\frac{1}{2} \log_2(1 + P_s |h_{sr_i}|^2 / \sigma_n^2) \geq V \quad (17)$$

为了保证中继节点正确译码的源节点发射功率,还需满足以下关系:

$$P_{s_i} \geq (2^{2V} - 1) \sigma_n^2 / |h_{sr_i}|^2 \quad (18)$$

针对系统总功率受限情况,若系统总功率: $P_{\text{total}}$ 小于满足中继节点 $R_i$ 能正确译码所需功率的最小值: $P_{s_i, \min} = (2^{2V} - 1) \sigma_n^2 / |h_{sr_i}|^2$ ,则第 $i$ 个中继节点不参与协作.

分别计算 $R_i-D$ 链路和 $S-D$ 链路的信道系数模的平方,若 $|h_{sd}|^2 > |h_{rd_i}|^2$ ,这表明第 $i$ 个中继节点 $R_i-D$ 链路的信道质量差于 $S-D$ 链路的信道质量,则第 $i$ 个中继节点不参与协作.

### 4.3 最优中继节点选取及功率分配

对于系统总功率 $P_{\text{total}}$ 大于满足中继节点 $R_i$ 能正确译码所需的功率最小值 $P_{s_i, \min} = (2^{2V} - 1) \sigma_n^2 / |h_{sr_i}|^2$ ,且 $|h_{rd_i}|^2 > |h_{sd}|^2$ 的情况下,且在中继节点 $R_i$ 能正确译码

且 $R_i-D$ 链路信道质量优于 $S-D$ 链路的前提下,为了最大化目的节点SNR,应使中继节点 $R_i$ 以尽可能大的功率发射.故第 $i$ 个中继节点 $R_i$ 的发射功率为

$$P_{R_i} = P_{\text{total}} - P_{s_i, \min} \quad (19)$$

则此时源到目的节点的信道容量表示为

$$I_i = \frac{1}{2} \log_2(1 + P_{s_i, \min} |h_{sd}|^2 / \sigma_n^2 + P_{R_i} |h_{rd_i}|^2 / \sigma_n^2) \quad (20)$$

因系统中断概率为: $\Pr(I < V)$ .其中, $I$ 表示源到目的节点的信道容量.因此,选择使源到目的节点的信道容量最大的中继节点,能降低系统的中断概率<sup>[18]</sup>.故得

$$I_{\max} = \max(I_{\text{dt}}, I_i, i = 1 \sim |\Omega|) \quad (21)$$

其中, $I_{\max}$ 为选择的最大信道容量,若 $I_{\max} = I_{\text{dt}}$ ,表明链路直传的信道容量最大,优先选择直传链路 $S-D$ 传输,中继节点不参与协作传输;若 $I_{\max} = I_i, i = 1 \sim |\Omega|$ ,则选中的第 $i$ 个中继节点 $R_i$ 对接收信号,执行译码转发给目的节点 $D$ .

## 5 采用CSI的选择译码转发复杂度分析

方案 I:采用CSI的多中继SDF方案;方案 II:最优中继节点选择及功率分配方案都要从总数为 $N$ 的中继节点处选取候选中继集合.选取候选中继集合部分的这两种方案的时间复杂度相同,都设为 $T$ .设方案 I 选取的候选中继集合个数为 $|\Omega_1|$ ,方案 II 选取的候选中继集合个数为 $|\Omega_2|$ .方案 I 需计算候选中继集里每个节点的等效信道增益 $w_i$ ,时间复杂度为 $O(|\Omega_1|)$ .根据等效信道增益 $w_i$ 对中继节点排序,排序的平均时间复杂度为 $O(|\Omega_1|^2)$ .然后,从排序好的中继中比较并选出中继节点集,时间复杂度为 $O(|\Omega_1|)$ .则方案 I 总时间复杂度为: $O(|\Omega_1|^2 + |\Omega_1| + |\Omega_1|) = O(|\Omega_1|^2)$ .方案 II 在候选集计算满足中继节点 $R_i$ 能正确译码所需的功率最小值 $P_{s_i, \min}$ ,时间复杂度为 $O(|\Omega_2|)$ .分别计算源节点到目的节点的信道容量 $I_i$ ,时间复杂度为 $O(|\Omega_2|)$ .然后,从候选集中选择信道容量 $I_i$ 最大的转发,时间复杂度为 $O(|\Omega_2|)$ .则方案 II 的总时间复杂度为: $O(|\Omega_2| + |\Omega_2| + |\Omega_2|) = O(|\Omega_2|)$ .综上所述,方案 I 的总时间复杂度渐近于: $|\Omega_1|^2$ ,而方案 II 的总时间复杂度渐近于: $|\Omega_2|$ ,在 $|\Omega_1|$ 与 $|\Omega_2|$ 数量级相同情况下,方案 II 的时间复杂度小于方案 I.

## 6 仿真及结果分析

仿真参数如下:设各信道为独立瑞利衰落信道,调制方式采用BPSK,加性高斯白噪声的方差 $\sigma_n^2$ 设为固定值1,系统总功率 $P_{\text{total}}$ 根据 $\sigma_n^2 \cdot 10^{\text{SNR}/10}$ 计算得到,其中,SNR为系统信噪比,系统传输速率 $V$ 设置为1.

图2分析比较了AF、DF、SDF和直传的中断概率.将中继节点 $R_i$ 的 $S-R_i$ 链路和 $R_i-D$ 链路的信道系数方差

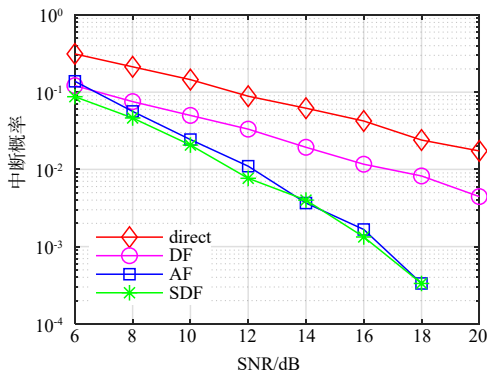


图2 直传、AF、DF、SDF系统中断概率比较

都设为1. 当中断概率为  $10^{-2}$  时, SDF 方案的性能增益要比 DF 方案提高 5 dB. 在相同 SNR 下, SDF 协议的中断概率比 DF 协议要低, 且随着 SNR 的增加差距会更明显. AF 和 SDF 的中断概率曲线的斜率近似相同, 且可获得全分集增益. 然而, SDF 协议采用译码转发方式克服了 AF 会放大噪声功率问题, 其性能优于 AF 协议, 故可采用 SDF 方案转发.

图3分析了采用CSI的多中继SDF方案的中断概率. 实验仿真了3个中继节点. 信道CSI如下: 中继节点  $R_i$  的  $S-R_i$  链路的信道系数的方差分别为  $\eta_{sr_1}^2=0.35$ ,  $\eta_{sr_2}^2=0.4$ ,  $\eta_{sr_3}^2=1$ ;  $R_i-D$  链路的信道系数的方差分别为  $\eta_{rd_1}^2=0.35$ ,  $\eta_{rd_2}^2=0.4$ ,  $\eta_{rd_3}^2=1$ . 各中继节点按  $w_i$  的大小相应的增序排列. 图3分别仿真了一个中继节点( $R_3$ )、二个中继节点( $R_2$ 和 $R_3$ )和三个中继节点( $R_1$ 、 $R_2$ 和 $R_3$ )SDF的中断概率. 据式(12)和信道统计特性得:  $SNR_1=21.42$ 、 $SNR_2=12.5$ 及 $SNR_3=3.75$ . 由式(9)~(12)知, 系统根据当前SNR动态地选择等效信道增益  $w_i$  较高的几个中继节点最优中继节点集. 则由式(13)和最优中继节点集  $B_{opt}=\{R_{M_{opt}}, R_{M_{opt}+1}, \dots, R_Q\}$ : 当  $SNR > SNR_1$  时, 选择三个中继节点; 当  $SNR_2 \leq SNR < SNR_1$  时, 选择二个中继节点; 当  $SNR < SNR_2$  时选择一个中继节点. 因该方案采用等功率分配, 当SNR较低时, 采用多个中继节点

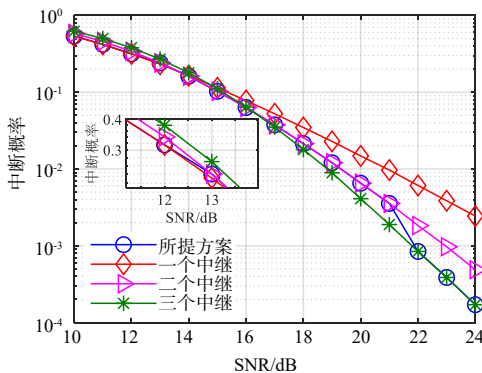


图3 采用CSI的多中继SDF方案的中断概率

易使  $\gamma_{sr_i}$  较低, 而不能满足阈值  $\gamma_{th}$ . 故可根据当前SNR动态地选择中继节点数. 随着SNR增大, 系统选择的中继节点也增多. 当SNR足够高时, 选择的中继节点数目为  $N$  个, 由式(8)可见, 中断概率有关系:  $P_{out} \sim SNR^{-(N+1)}$ , 即中继系统的分集增益阶数为  $N+1$ .

图4分析了采用3个中继节点, 且不同阈值下最优中继节点选择及功率分配方案的中断概率. 信道CSI与图3仿真实验相同. 由该仿真得: 在相同SNR下, 采用式(14)设置的阈值越小, 最优中继节点选择及功率分配方案系统的中断概率就越小. 原因如下: 虽然设置较低的阈值  $\theta$  会引进较多使  $S-R_i$  链路性能较差的中继节点, 但其增加了候选中继节点集  $\Omega=\{R_i: |h_{sr_i}|^2 \geq \theta\}$  的数目. 而由式(21)知, 本方案从候选中继节点集中选择使源到目的节点的信道容量最大的中继节点, 再转发. 而更多的候选中继节点数, 能更好地找到使源到目的节点的信道容量最大的中继节点.

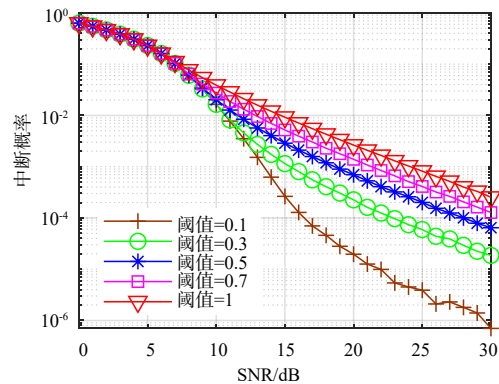


图4 不同阈值下最优中继节点选择及功率分配方案的中断概率

图5对比了两种方案的中断概率. 其中, 方案I为采用CSI的多中继SDF方案, 方案II为不同阈值下最优中

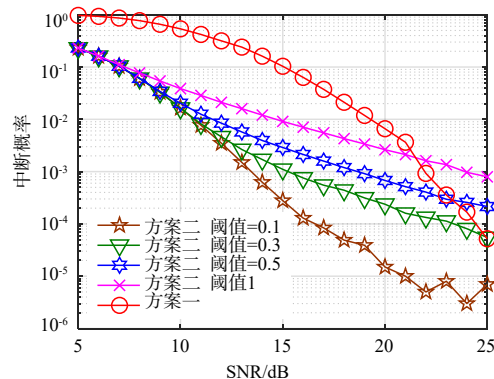


图5 两种方案的比较

继节点选择及功率分配方案. 仿真表明: 在相同SNR下, 通过设置较低阈值, 可实现让方案II的中断概率低于方案I. 在SNR较低且方案II阈值设置较低时, 其中断

性能要优于方案I. 根据3.2节式(13)和最优中继节点集合为 $B_{\text{opt}} = \{R_{M_{\text{opt}}}, R_{M_{\text{opt}}+1}, \dots, R_Q\}$ 分析可知,在低SNR下方方案I选择较少中继节点转发且不考虑功率分配问题. 而方案II根据式(21)选择出使源节点到目的节点信道容量最大的节点转发,且在保证中继节点 $R_i$ 能正确译码且 $R_i$ -D链路的信道质量要强于S-D链路的信道质量条件下,使中继节点 $R_i$ 以尽可能大的功率发射,有效降低了中断概率. 但随SNR增加,方案I的中断概率下降更明显. 由图5得,在SNR为25 dB时,方案I的中断概率低于阈值为1和0.5时的方案II. 原因是:在SNR足够高时,方案I参与的中继节点也较多. 由式(9)得,设 $M$ 个中继节点参与协作,中断概率与 $\text{SNR}^{M+1}$ 成反比. 所以,方案I在SNR足够高时,中断概率低于方案II,但如此高的SNR实现较困难,导致实用度不高.

图6对系统的误码率(Bit Error Rate, BER)做了比较. 当码长为1024,码率为0.5时,仿真所提的极化码-最优协作方案,并对比分析现有极化码协作方案<sup>[15]</sup>和LDPC-协作方案<sup>[10]</sup>. 其中,极化码-最优中继SDF方案的阈值设置为0.1. 当误码率为 $10^{-4}$ 时,极化码-最优中继SDF协作方案相对LDPC最优中继SDF协作方案性能提高了0.4 dB,相对于现有极化码协作方案性能提高了0.6 dB,相对现有LDPC-协作方案性能提高了0.8 dB. 因此,所提方案在BER性能方面具有优势. 原因为:LDPC码的Tanner图中的短循环导致的虚假消息自反馈,通常伴随着较差性能. 而最优中继节点SDF在克服DF错误传播的同时,由式(19),使选择的中继节点保持较大功率. 且由文献<sup>[15]</sup>式(34)得: polar码用于SDF的错误概率性能为:  $\text{Prob} \leq \frac{1}{2} \left( \frac{1}{1 + (2P_s \eta_{\text{sd}}^2) / \sigma_n^2} \right)$   $\left( \frac{1}{1 + (2P_R \eta_{\text{rd}}^2) / \sigma_n^2} \right)$ . 所提方案在满足中继节点 $R_i$ 能正确译码且 $R_i$ -D链路的信道质量强于S-D链路质量时,为了最大化目的节点的SNR,使中继节点 $R_i$ 以尽可能大的

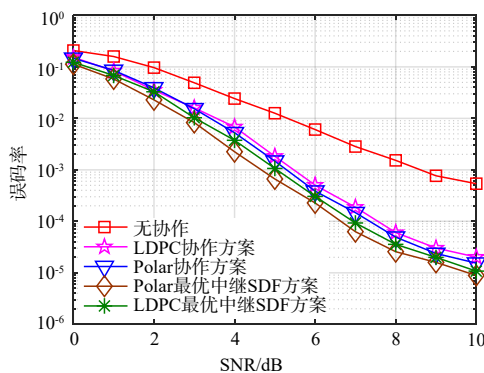


图6 不同编码方案下系统性能的比较

功率 $P_R$ 发射,降低了错误概率性能Prob的上限,从而降低了系统误码率.

## 7 总结

本文分别研究了采用CSI的多中继SDF、最优中继节点选择及优化功率分配等方案. 它们的时间复杂度,低于多中继SDF方案. 且在最优中继节点选择及功率分配方案的阈值设置较低时,其中断性能优于多中继SDF. 而且,仿真了比较采用极化码的最佳中继节点选择及功率分配方案和现有LDPC编码协作方案,所提方案BER性能有所提高,使其更适用于卫星协作的星地融合传输通信网络.

## 参考文献

- [1] SENDONARIS A, ERKIP E, AAZHANG B. User cooperation diversity. Part I: system description[J]. IEEE Transactions on Communications, 2003, 51(11): 1927-1938.
- [2] 徐常志, 靳一, 李立, 张学娇, 谢天娇, 汪晓燕, 李明玉, 曹振新. 面向6G的星地融合无线传输技术[J]. 电子与信息学报, 2021, 43(1): 28-36.  
XU Chang-zhi, JIN Yi, LI Li, ZHANG Xue-jiao, XIE Tian-jiao, WANG Xiao-yan, LI Ming-yu, CAO Zhen-xin. Wireless transmission technology of satellite-terrestrial integration for 6G mobile communication[J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2021, 43(1): 28-36. (in Chinese)
- [3] LANEMAN J N, TSE D N C, WORNELL G W. Cooperative diversity in wireless networks: efficient protocols and outage behavior[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2004, 50: 3062-3080.
- [4] LANEMAN J N, TSE D N C, WORNELL G W. Distributed spacetime-coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2003, 49(10): 2415-2425.
- [5] BLETSAS A, HYUNDONG S, WIN M Z. Cooperative communications with outage-optimal opportunistic relaying[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2007, 6(9): 3450-3460.
- [6] 李国兵, 朱世华, 惠懿. 最佳中继协作通信系统的功率分配算法[J]. 电子学报, 2008, 36(10): 1944-1948.  
LI Guo-bing, ZHU Shi-hua, HUI Hui. Power allocation in opportunistic cooperative relaying systems[J]. Acta Electronica Sinica, 2008, 36(10): 1944-1948. (in Chinese)
- [7] 邹玉龙, 郑宝玉. 基于分布式中继选择的自适应协作传输方案[J]. 电子学报, 2009, 37(1): 13-20.  
ZOU Yu-long, ZHENG Bao-yu. Adaptive cooperative transmission scheme based on distributed relay selection[J].

- Acta Electronica Sinica, 2009, 37(1): 13-20. (in Chinese)
- [8] LUO J, BLUM R S, CIMINI L J, et al. Decode-and-forward cooperative diversity with power allocation in wireless networks[J]. IEEE Trans on Wireless Communications, 2007, 6(3): 793-799.
- [9] 吴素文, 吕星哉, 朱近康, 等. 基于信道统计特性的中继选择算法[J]. 电子与信息学报, 2009, 31(05): 1077-1081. WU Su-wen, LÜ Xing-zai, ZHU Jin-kang, et al. A statistic channel information-based relay selection scheme[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2009, 31(05): 1077-1081. (in Chinese)
- [10] 雷维嘉, 谢显中, 李广军. 一种基于 LDPC 编码的协作通信方式[J]. 电子学报, 2007, 35(4): 712-715. LEI Wei-jia, XIE Xian-zhong, LI Guang-jun. A cooperative communication method based on LDPC code[J]. Acta Electronica Sinica, 2007, 35(4): 712-715. (in Chinese)
- [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] ANDERSSON M, RATHI V, THOBABEN R, et al. Nested polar codes for wiretap and relay channels[J]. IEEE Communications Letters, 2010, 14(8): 752-754.
- [13] BRAVO S A. Polar codes for Gaussian degraded relay channels[J]. IEEE Communications Letters, 2013, 17(2): 365-368.
- [14] WANG Y, ZHOU F, ZHAN Q, et al. Half-duplex relay systems based on polar codes[J]. IET Communications, 2014, 8(4): 433-440.
- [15] JIANG B, YANG S F, BAO J R, LIU C, et al. Optimized polar coded selective relay cooperation with iterative threshold decision of pseudo posterior probability[J]. IEEE Access, 2019, 7: 53066-53078.
- [16] CHEN J, LIU L, HU X. Towards an end-to-end delay analysis of LEO satellite networks for seamless ubiquitous access[J]. Science China Information Sciences, 2013, 56(11): 1-13.
- [17] ANNAVAJALA R, COSMAN P C, MILSTEIN L B. Statistical channel knowledge-based optimum power allocation for relaying protocols in the high SNR regime[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2007, 25(2): 292-305.
- [18] 王文益, 杨树元, 梁军利, 等. 基于译码-转发的多中继合作分集系统的功率分配[J]. 电子与信息学报, 2008, 30(3): 612-615. WANG Wen-yi, YANG Shu-yuan, LIANG Jun-li, et al.

Power allocation for cooperative diversity with multi-relays based on decode-and-forward[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2008, 30(3): 612-615. (in Chinese)

#### 作者简介



亓凯梁 男, 1996年生于山东省济南市. 现为杭州电子科技大学通信工程学院硕士研究生. 主要研究方向为无线通信、信道编码等.  
E-mail: qikailiang@163.com



刘超 男, 1977年生于湖北武汉. 现为杭州电子科技大学副教授, 硕士生导师. 主要研究方向为无线通信和计算机通信网等.  
E-mail: liuchao@hdu.edu.cn



包建荣(通讯作者) 男, 1978年生于浙江杭州. 现为杭州电子科技大学教授, 博士生导师. 主要研究方向为空间通信、协同信息论与编码、无线AI等.  
E-mail: baojr@hdu.edu.cn



姜斌 男, 1980年生于浙江衢州. 现为杭州电子科技大学高级实验师, 硕士生导师. 主要研究方向为空间无线通信和无线传感器网络等.  
E-mail: jiangbin@hdu.edu.cn



吴俊 男, 1988年生于湖北黄冈. 现为杭州电子科技大学讲师, 硕士生导师. 主要研究方向为认知无线电, 无人机通信, 网络安全, 异常检测等.  
E-mail: wuj@hdu.edu.cn