

Nakagami- m 衰落信道中的机会中继策略

黄剑雄¹, 张太镒¹, 张璟¹, 袁润平¹, 孙建成^{1,2}

(1. 西安交通大学电子与信息工程学院, 710049, 西安; 2. 江西财经大学电子学院, 330013, 南昌)

摘要: 针对单中继与等功率全中继策略在 Nakagami- m 衰落信道中通信中断率较高的问题, 提出了在 m 为任意值的 Nakagami- m 衰落信道中能够明显降低通信中断率的基于放大转发协议的机会中继策略. 该中继策略的最优中继选择过程无需知道全部的信道信息, 仅依据源与目的地发出的标志信息来实现, 从而简化了系统设计. 所提策略以降低通信中断率为目标, 采用近似理想功率分配原则进行信息传输, 能适用较普遍的信道条件, 其通信中断率的精确值还可通过计算得到, 因此它不仅能改善系统的性能, 还具备较好的实用性. 理论分析及仿真结果表明, 在 Nakagami- m 衰落信道中, 当衰落系数 m 为 4, 通信中断率为 10^{-2} 时, 与等功率全中继和单中继策略相比, 机会中继策略能获得约 9 dB 的信噪比增益.

关键词: 机会中继; 放大转发; 中断率

中图分类号: TN925 **文献标识码:** A **文章编号:** 0253-987X(2008)12-1546-04

Opportunistic Relaying in Nakagami- m Fading Channels

HUANG Jianxiong¹, ZHANG Taiyi¹, ZHANG Jing¹, YUAN Runping¹, SUN Jiancheng^{1,2}

(1. School of Electronics and Information Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China;

2. School of Electronics, Jiangxi University of Finance and Economics, Nanchang 330013, China)

Abstract: Focusing on the high outage probability of single relay and multiple-relay with equal power allocation strategies in Nakagami- m fading channels, an opportunistic relaying strategy with amplify-and-forward that decreases the outage probability in Nakagami- m fading channels is proposed. The optimal relay selection process in the proposed relaying strategy does not require all the channel state information but the transmission flag signals of source and destination, and hence, the system design is simplified. The proposed strategy is introduced to minimize the outage probability, and applies the near optimal power allocation method to transmit signals. It could be used in more generalized channels and its exact outage probability can be obtained by calculating. The proposed strategy not only improves the system performance, but also has the practicality. Theoretical analysis and comparisons with the single relay and the multiple-relay with equal power allocation strategies show that when the fading parameter $m=4$ and outage probability is 10^{-2} , the signal-to-noise ratio of the opportunistic relay strategy could gain about 9 dB in Nakagami- m fading channels.

Keywords: opportunistic relaying; amplify and forward; outage probability

协作分集技术能使不同移动台的单天线彼此共享形成虚拟天线阵, 从而解决了移动台难于配置多天线来获取空域分集的难题. Laneman 等人^[1-2]给

出了协作分集和能够实现协作分集的分布式空时码的定义. Bletsas 等人^[3]提出了机会中继策略, 该协作策略能使通信中断率在瑞利信道(即 Nakagami

$-m$ 衰落信道的参数 $m=1$ 的特殊情况)中达到最低,但不能直接用在能够反映更广泛信道条件的衰落信道(如 Nakagami- m ($m \in [1/2, +\infty)$)信道)中,因此研究 Nakagami- m 衰落信道中的机会中继策略具有实用意义.文献[4-5]对 Nakagami- m 衰落信道中应用放大转发协议(中继将收到的来自源的信息经放大后直接传至目的地)系统的性能进行了分析,但这些文献并未能提出直接精确计算通信中断率的方法,所提方法的实用性较差.为此,本文以提高系统的实用性,同时降低 Nakagami- m 衰落信道中的通信中断率为目标,提出了 Nakagami- m 衰落信道中的放大转发机会中继策略,并给出了通信中断率的精确表达式.

1 系统模型

考虑一个由 1 个源(S)、 L 个中继(R)、1 个目的地(D)构成的双跳半双工通信系统.假设 L 个中继构成的集合为 $R = \{R_l; l \in \{1, 2, \dots, L\}\}$,发射总功率为 P_t ,功率分配系数为 $\xi \in (0, 1]$.此系统中源到目的地($S \rightarrow D$)的直传路径不存在,源到各中继($S \rightarrow R_l$)之间的信道与各中继到目的地($R_l \rightarrow D$)之间的信道都是 Nakagami- m 衰落信道且相互独立.本文将比较在上述系统中分别应用基于放大转发协议的机会中继策略、单中继策略和等功率全中继策略时的性能.

1.1 单中继策略

单中继策略是一种简单的中继选择策略,即源从 R 中任意选取 1 个中继进行协作.信息传输过程中, P_t 只分配给源与被选中继 R_l ,因此源的发射功率 $P_s = \xi P_t$, R_l 分配的发射功率为 $P_l = (1 - \xi) \cdot P_t$, $(1 - \xi) \in [0, 1)$.整个信息传输过程分 2 个阶段进行,并且只有接收端知道信道信息.

在第 1 阶段,源向中继发送信息,被选中继 R_l 接收到的信号为

$$y_l = h_l x + n_l \quad (1)$$

式中: h_l 为 $S \rightarrow R_l$ 之间的信道系数; x 为源所发出的信息;噪声 n_l 是 $S \rightarrow R_l$ 之间信道的加性高斯白噪声(AWGN),均值为 0,噪声功率为 N_0 . $S \rightarrow R_l$ 之间信道系数的幅值 $|h_l|$ 服从 Nakagami- m 分布,其概率密度为

$$p(|h_l|) = 2(m_l/\Omega_l)^{m_l} |h_l|^{2m_l-1} \cdot \exp(-m_l |h_l|^2/\Omega_l)/\Gamma(m_l) \quad (2)$$

式中: $p(\cdot)$ 为概率密度函数; $\Gamma(\cdot)$ 为伽马函数; $\Omega_l = E\{|h_l|^2\}$ 与 m_l 为 $S \rightarrow R_l$ 之间的 Nakagami- m

衰落信道参数, $E\{\cdot\}$ 为数学期望;功率强度增益 $|h_l|^2$ 服从自由度为 $(m_l, \Omega_l/m_l)$ 的伽马分布,其概率密度为

$$p(|h_l|^2) = (m_l/\Omega_l)^{m_l} |h_l|^{2(m_l-1)} \cdot \exp(-m_l |h_l|^2/\Omega_l)/\Gamma(m_l) \quad (3)$$

在第 2 阶段,中继 R_l 先对 y_l 归一化,再将归一化放大信号 $x_l = (P_l)^{1/2} y_l / (E\{|y_l|^2\})^{1/2}$ 传至目的地.此过程目的地所接收到的信号为

$$y_D = h_l g_l \left(1 / \left(\frac{\Omega_l P_s + N_0}{P_l} + |g_l|^2 \right) \right)^{1/2} x + n_D \quad (4)$$

式中: g_l 表示 $R_l \rightarrow D$ 之间的信道系数;噪声 n_D 与 n_l 相同. $|g_l|$ 、 $|g_l|^2$ 的概率密度函数分别与式(2)和式(3)相似,只是其中的信道参数变成了 Ω'_l 与 m'_l .

1.2 等功率全中继策略

等中继全功率策略是一种多中继参与协作的策略,系统中全部 L 个中继均参与协作.系统满足的功率分配原则为:源所分配的功率 $P_s = \xi P_t$,所有中继的发射总功率 $P_R = (1 - \xi) P_t$,而每个中继分配相同的功率 $P_l = P_R/L$.信息的传输过程分 2 个阶段,只有接收端知道信道信息.第 1 阶段,源对信息进行广播,所有中继都是收听者,此过程中继接收到的信号与式(1)类似,只是信号功率不一样.第 2 阶段,所有中继采用空时码^[2]模式将信息传至目的地,此时目的地接收到的信号为

$$y_{MR,D} = hx + n_D \quad (5)$$

式中: $h = 1 / \left[1 + \sum_{l=1}^L (P_l |g_l|^2 / (\Omega_l P_s + N_0)) \right]^{1/2} \cdot \sum_{l=1}^L [P_l / (\Omega_l P_s + N_0)]^{1/2} h_l g_l$, 见文献[3].等功率全中继策略的目的地采用相干接收,最终可用于检测的信号为 $y_p = h^* y_{MR,D}$, $*$ 表示共轭运算.

1.3 机会中继策略

机会中继策略实际是一种最优单中继选择策略,它通过识别源与目的地发出的标志信息来实现最优中继的选择(选择最优中继 $R_{l'}$ ($R_{l'} \in R$)使互信息量达到最大),而整个中继的选择过程无需知道全部的信道信息.最优中继选择过程包括 2 种模式:在源发送信息之前选出最优中继,称为主动模式,否则为被动模式.由于主动模式和被动模式的机会中继策略具有相同性能^[3],为了避免重复,本文仅对被动机会中继策略进行分析.可以看出,放大转发机会中继策略的功率分配原则与单中继模式完全相同,其信息的传输过程与单中继模式类似,将式(1)~式

(4)中的中继标号 l 替换为 l' 就可得到机会中继策略的传输函数。两者的差别在于:机会中继策略选择最优中继 $R_{l'}$ 进行协作,而单中继策略只是从集合 R_N 中任选一个中继 R_l 作为协作对象。

2 通信中断率的理论分析

根据式(4),若单中继策略所选中继为 $R_l (R_l \in R_N)$,则单中继策略的互信息量可以表示为

$$I_l = \frac{1}{2} \lg \left[1 + |h_l g_l|^2 / \left(\frac{\Omega_l P_S + N_0}{P_l} + |g_l|^2 \right) \frac{P_S}{N_0} \right] \quad (6)$$

根据机会中继策略的中继选择原理,并将功率分配条件代入式(6),可得到本文所提策略的互信息量

$$I = \max_{R_l \in R_N} I_l \quad (7)$$

式中: $\max(\cdot)$ 表示取括号中元素的最大值。于是,本文所提策略的通信中断率可表示为

$$P_{\text{out}} = P_r \{I < p\} \quad (8)$$

式中: $P_r \{\cdot\}$ 表示括号中事件的概率; p 为端到端的频谱利用率。

在 Nakagami- m 衰落信道中,文献[3]所给出的通信中断率表达式不再适用。通过理论分析,本文得出了在此信道下,通信中断率的精确表达式,由定理1给出。

定理1 假设 $S \rightarrow R_l, R_l \rightarrow D (R_l \in R)$ 之间的信道都互相独立,已知功率分配系数 ξ 、信道参数 (m_l, Ω_l) 和 (m'_l, Ω'_l) ,当端到端的频谱利用率 p 和总功率 P_t 给定时,对于 Nakagami- m 衰落信道条件下由 L 个中继构成的放大转发机会中继通信系统来说,其通信中断率为

$$P_{\text{out}} = \begin{cases} \sum_{k=0}^L \binom{L}{k} (-1)^k (f(\zeta))^k & \text{独立同分布信道} \\ 1 + \sum_{k=1}^L (-1)^1 f_k(\zeta) + \sum_{i=1}^L \sum_{j=i+1}^L (-1)^2 \cdot \\ f_i(\zeta) f_j(\zeta) + \cdots + \prod_{l=1}^L (-1)^L f_l(\zeta) & \text{独立不同分布信道} \end{cases} \quad (9)$$

式中:参数 $\zeta = (2^{2R} - 1) / (\xi P_t / N_0)$; $f_k(\zeta)$ 、 $f_i(\zeta)$ 、 $f_j(\zeta)$ 、 $f_l(\zeta)$ (其中 $k, i, j, l \in \{1, 2, \dots, L\}$) 具有类似形式;当信道独立同分布时,由于各参量相同, $f_k(\zeta)$ 、 $f_i(\zeta)$ 、 $f_j(\zeta)$ 、 $f_l(\zeta)$ 的形式完全相同,故省略下标表示为 $f(\zeta)$ 。以下只给出

$$f_l(\zeta) = \int_0^\infty \Gamma\left(m'_l, \frac{m'_l a \zeta}{\Omega'_l (y - \zeta)}\right) \left(\frac{m_l}{\Omega_l}\right)^{m_l} y^{m_l-1} \cdot$$

$$\exp\left(-\frac{m_l}{\Omega_l} y\right) / (\Gamma(m_l) \Gamma(m'_l)) dy \quad (10)$$

式中:参数 $a = (\xi \Omega_l P_t + N_0) / ((1 - \xi) P_t)$; $\Gamma(\cdot, \cdot)$ 表示不完全伽马函数^[6]。

证明 因为 $A = |h_l|^2$ 和 $B = |g_l|^2$ 分别服从自由度为 $(m_l, \Omega_l/m_l)$ 和 $(m'_l, \Omega'_l/m'_l)$ 的伽马分布,所以其累积概率 $F_A(y) = 1 - \Gamma(m_l, m_l y / \Omega_l) / \Gamma(m_l)$, $F_B(y)$ 与之类似。若随机变量 Y_1, Y_2 分别服从自由度为 $(m_{Y_1}, \Omega_{Y_1}/m_{Y_1})$ 和 $(m_{Y_2}, \Omega_{Y_2}/m_{Y_2})$ 的伽马分布,则随机变量 $Y_1 Y_2 / (a + Y_2)$ 小于常数 x 的概率为

$$\begin{aligned} P_r \left\{ \frac{Y_1 Y_2}{a + Y_2} \leq x \right\} &= E_{Y_1} \{ F_{Y_2|Y_1}(x) \} = \\ E_{Y_1} \left\{ F_{Y_2} \left(\frac{ax}{y_1 - x} \right) \right\} &= \int_0^\infty F_{Y_2} \left(\frac{ax}{y_1 - x} \right) p_{Y_1}(y_1) dy_1 = \\ 1 - \int_0^\infty \Gamma\left(m_{Y_2}, \frac{m_{Y_2} ax}{\Omega_{Y_2} (y_1 - x)}\right) p_{Y_1}(y_1) / \\ \Gamma(m_{Y_2}) dy_1 &= 1 - f_{Y_1}(x) \end{aligned} \quad (11)$$

式中: $p_{Y_1}(y_1)$ 为 Y_1 的概率密度函数; $f_{Y_1}(x)$ 与式(10)类似。根据式(11),将式(7)代入式(8),可得

$$P_{\text{out}} = \prod_{l=1}^L (1 - f_l(\zeta)) \quad (12)$$

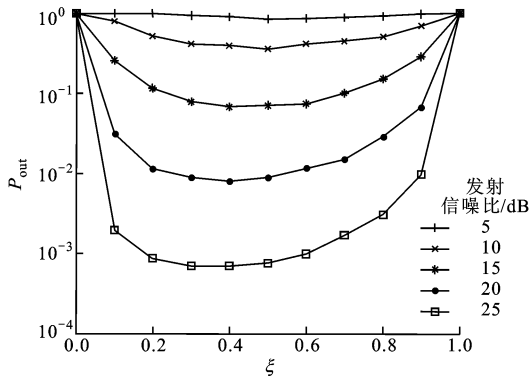
根据二项式定理,式(12)可表示为式(9),其值可用 Matlab 或 Mathematica 软件进行计算。

证毕。

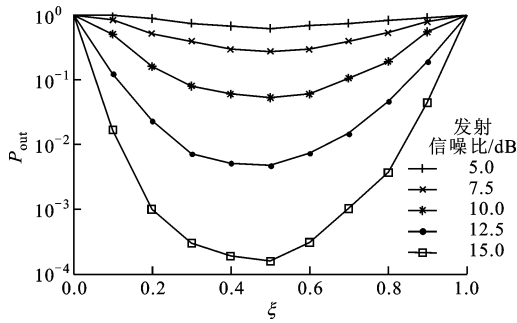
3 仿真试验和结果

3.1 功率分配系数 ξ 的选取

根据文献[5]分析可得, Nakagami- m 衰落信道下的机会中继策略的分集增益 $d = \min(m_l, m'_l)$, 因此 $m_l \neq m'_l$ 与 $m_l = m'_l$ 可视为同一种情况。此处仅以 $L=6, \Omega_l = \Omega'_l, m_l = m'_l, l=1, 2, \dots, 6$ 为例。若发射信噪比为 P_t/N_0 , 将机会中继策略的通信中断率视为功率分配系数 ξ 的函数, 可通过蒙特卡洛仿真得到不同发射信噪比条件下, 端到端的频谱利用率为 $p=1$ b/(s · Hz) 时, 通信中断率随 ξ 的变化关系, 如图1所示。图1a反映的是独立同分布信道 $m_l = 0.5$ (m_l 为其他值时会有相同结论)、 $\Omega_l = 1, l=1, 2, \dots, 6$ 的情况, 而图1b反映的是独立不同分布信道 $\{m_l\}_{l=1}^6 = \{2, 0.5, 4, 1, 1.5, 3\}$ 和 $\{\Omega_l\}_{l=1}^6 = \{4, 0.6, 2, 0.8, 0.2, 0.4\}$ 的情况。可以看出, 这2种情况下通信中断率都在 $\xi=0.5$ 附近达到最小值, 这与文献[3]中的结论相同。因为 $R_l \rightarrow D$ 的过程将噪声放大了, 导致 $\xi=0.5$ 并不是最佳功率分配系数, 但与最佳功率分配值十分接近, 所以本文将 $\xi=0.5$ 近似作为最佳功率分配系数来分析 Nakagami- m 衰落信



(a) 独立同分布信道



(b) 独立不同分布信道

图 1 通信中断率随 ξ 的变化关系

道中放大转发机会中继系统的通信中断率。

3.2 通信中断率分析

这里考虑中继数 $L=6$ 的情况,分别分析 6 条链路($S \rightarrow R_l \rightarrow D$)($l=1,2,\dots,6$)的参数均相同和 6 条链路的信道参数存在差异时的通信中断率。仿真过程中发射信噪比的变化范围为 $0 \sim 20$ dB,假设端到端的频谱利用率 $p=1$ b/(s · Hz),功率分配系数 $\xi=0.5$ 。整个仿真过程将比较等功率全中继策略(为了便于分析,只考察 $m_l=0.5, 4, l=1,2,\dots,6$ 的情况),单中继策略和机会中继策略的通信中断率随发射信噪比变化的关系。

图 2 反映的是独立同分布信道 $\Omega_l=1, l=1,2,\dots,6$ 分别采用等功率全中继、单中继和机会中继策略时,通信中断率随发射信噪比变化关系的比较。从图 2 可以看出,在低信噪比条件下,机会中继策略相对单中继和等功率全中继策略,通信中断率的改善不明显。这是由于所有信道的参数相同,在信噪比较低时,尽管机会中继使用理想功率分配,但仍达不到避免通信中断的信噪比要求。当发射信噪比高于 7.5 dB 时,机会中继策略采用理想功率分配的优势逐渐显现,在参数 m 较大的信道中,当发射信噪比

一定时,机会中继能够明显地降低通信中断率。还可以看出,理论值与仿真值完全吻合。

图 3 给出了独立不同分布信道中采用 3 种中继策略时,通信中断率随发射信噪比变化的曲线。其中:图 3a 反映的是 $\{\Omega_l\}_{l=1}^6 = \{4, 2, 0.8, 0.6, 0.4, 0.2\}$ 、 $l=1,2,\dots,6$ 时的情况;图 3b 反映的是随机选取信道 $\{m_l\}_{l=1}^6 = \{2, 0.5, 4, 1, 1.5, 3\}$ 、 $\{\Omega_l\}_{l=1}^6 = \{4,$

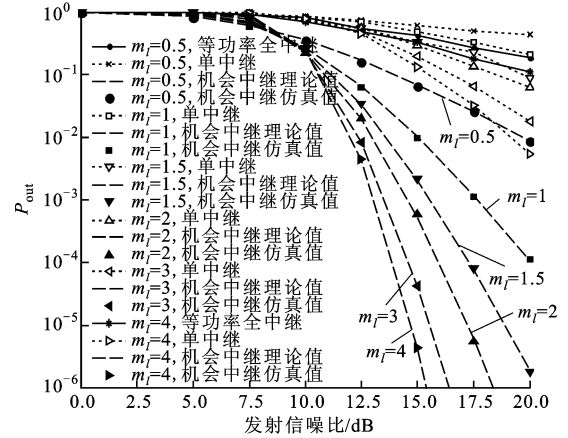


图 2 独立同分布信道的通信中断率曲线

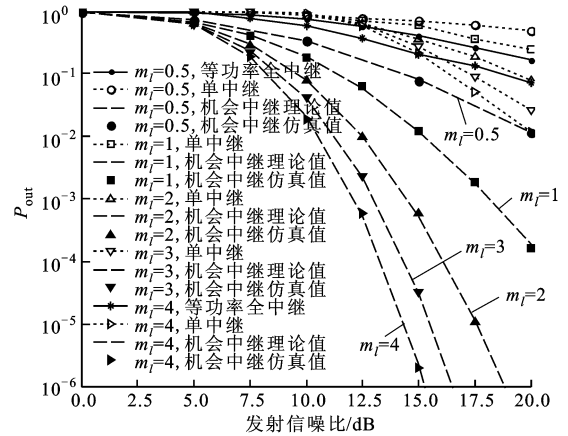
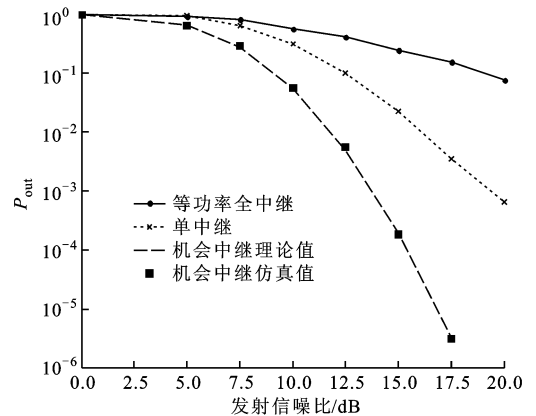
(a) 6 条链路的 m_l 取相同值(b) 6 条链路的 m_l 取不同值

图 3 独立不同分布信道通信中断率曲线

0.6, 2, 0.8, 0.2, 0.4}时的情况. 从图中可以看出: 理论值与仿真结果相符; 机会中继策略在独立不同分布信道与独立同分布信道中的性能相似, 而在低发射信噪比时, 独立不同分布信道中机会中继策略对系统通信中断率的改善优于等功率全中继和单中继策略.

4 结束语

本文对 Nakagami- m 衰落信道中放大转发机会中继策略的性能进行了分析, 并推导出了通信中断率的精确表达式. 理论分析和仿真结果证明, 与等功率全中继和单中继策略相比, 在 Nakagami- m 衰落信道中采用机会中继策略仍是通信中断率最低的协作策略.

参考文献:

[1] 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(12): 3062-3080.

[2] LANEMAN J N, WORNELL G W. Distributed space-time-coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2003, 49(10): 2415-2425.

[3] BLETSAS A, SHIN H, WIN M Z. Cooperative communications with outage-optimal opportunistic relaying [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2007, 6(9): 3450-3460.

[4] IKKI S, AHMED M H. Performance analysis of cooperative diversity wireless networks over Nakagami- m fading channel [J]. IEEE Communications Letters, 2007, 11(4): 334-336.

[5] LI Yan, KISHORE S. Asymptotic analysis of amplify-and-forward relaying in Nakagami-fading channel [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2007, 6(12): 4256-4262.

[6] GRADSHTEYN I S, RYZHIK I M. Table of integrals, series and products [M]. New York, USA: Academic, 2000.

(编辑 刘杨)