

放大转发协作传输系统的中断概率性能分析^①

张雪芬^{②***} 尹长川^{**}

(* 山东经济学院, 山东省数字媒体技术重点实验室 济南 250014)

(** 北京邮电大学泛网无线通信教育部重点实验室 北京 100876)

摘要 研究了基于放大转发(AF)的协作传输系统的中断概率性能。考虑了源节点到目的节点的直通链路,建立了适用于中继随机分布的非对称和对称信道下协作传输系统的数学模型,给出了协作传输系统节点信道和位置多种状况下接收端的瞬时信噪比的概率密度函数表达式,针对不同的状况给出了系统中断概率的精确表达式,并对于各中继信道具有不同信道状态参数的情形,提出了系统中断概率的一种近似表达式。

关键词 协作通信, 放大转发(AF), 中断概率

0 引言

无线通信中采用协作中继方案,可以提高通信可靠性和信息传输速率^[1,2],放大转发(amplify-and-forward, AF)方式是其中常见的协作中继方式,该方式实现简单,性能良好,可以获得满分集阶数^[3,4]。文献[2,5-7]从不同的角度分析了 AF 协作传输系统的性能。文献[2]和[5]主要研究了协作传输系统选择一个最优中继,从中断概率的角度考察了系统性能。文献[2]也研究了只有一个源节点、一个中继节点和一个目的节点的系统模型,讨论了系统误码率性能以及功率分配问题,并且考察了路径损耗。文献[6]不仅考察了路径损耗,还在中继位置具有随机性的条件下推导出了协作传输系统中断概率的表达式。但是以上工作都没有对非对称信道模型进行研究。文献[7]引入了非对称信道模型,对系统的中断概率进行了研究,但是表达式复杂。本文研究了在多种信道状况下多个中继节点在一定区域内随机分布时系统的中断概率性能,考虑了源节点到目的节点的直通链路,建立了适用于中继随机分布的非对称和对称信道下的协作传输系统数学模型,给出了协作传输系统节点信道和位置多种状况下接收端的瞬时信噪比的概率密度函数表达式以及

中断概率表达式,并针对各中继信道具有不同信道状态参数的情形,提出了系统中断概率的一种近似表达式。

1 系统模型

如图 1 所示,对于一个两跳的并联 AF 协作传输系统,源节点为 S , 目的节点为 D , 中继节点有 m 个,假设源节点、目的节点之间存在直接链路。传输分为两个阶段,在第一阶段,即广播阶段,源节点以广播的形式发送信息到各中继节点和目的节点;在第二个阶段,中继节点将从源节点接收到的信息简单放大后,转发到目的节点。

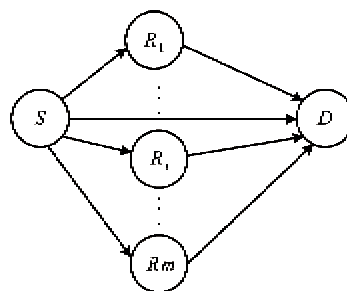


图 1 AF 协作传输结构

假设源节点与目的节点、源节点与中继节点以及中继节点与目的节点之间的信道为瑞利衰落信

① 863 计划(2011AA100706),国家自然科学基金(60972073),北京市自然科学基金(4122034)和北京市科技计划(D111100001011002)资助项目。

② 女,1979 年生,博士,讲师;研究方向:无线通信;联系人,E-mail: z_xf@sdu.edu.cn
(收稿日期:2011-05-25)

道,且假设它满足均值为0,方差为1的独立循环复高斯随机变量。如果只考虑小尺度衰落的话,信道就是对称信道。但在实际环境中影响信道的因素很多,包括大尺度衰落、小尺度衰落和阴影衰落等,在不考虑阴影衰落,只考虑小尺度和路径损耗的影响时,信道将变为非对称信道。本文考虑中继节点位置的影响,在非对称信道下研究 AF 协作传输系统的性能,更接近实际情况。

第一阶段,源端广播信息给目的端与 m 个中继端,目的端的接收信号 $y_{s,d}$ 和第 i 个中继端的接收信号 $y_{s,i}$ 为

$$\begin{aligned} y_{s,d} &= \sqrt{\frac{P_s}{d_{s,d}^\eta}} h_{s,d} x + n_{s,d} \\ y_{s,i} &= \sqrt{\frac{P_s}{d_{s,i}^\eta}} h_{s,i} x + n_{s,i} \quad i = 1, \dots, m \end{aligned} \quad (1)$$

其中, x 表示传输信号, P_s 是源端平均传输功率, $n_{s,d}$ 和 $n_{s,i}$ 表示方差为 N_0 的信道加性高斯白噪声,满足 $n_{s,d} \sim N(0, N_0)$, $n_{s,i} \sim N(0, N_0)$ 。 $d_{s,d}$ 表示源节点到目的节点的传输距离, $d_{s,i}$ 表示源节点到第 i 个中继节点之间的传输距离, η 是路径损耗因子,一般取 2~6。中继节点采用放大转发(AF)模式,每个中继节点归一化接收功率变量,第 i 个中继接收信号表示为

$$x_i = \frac{y_{s,i}}{\sqrt{E\{|y_{s,i}|^2\}}} = \frac{\sqrt{\frac{P_s}{d_{s,i}^\eta}} h_{s,i} x + n_{s,i}}{\sqrt{\frac{P_s}{d_{s,i}^\eta} |h_{s,i}|^2 + N_0}} \quad (2)$$

第二个阶段, m 个中继节点分别将源端信息放大后转发给目的端,则目的端接收到的第 i 个中继端的信号为

$$\begin{aligned} y_{i,d} &= h_{i,d} \zeta_i y_{s,i} + \tilde{n}_{i,d} \\ &= \zeta_i \sqrt{\frac{P_s}{d_{s,i}^\eta}} h_{i,d} h_{s,i} x + \tilde{n}_{i,d} \end{aligned} \quad (3)$$

其中, $\zeta_i = \sqrt{\frac{P_i}{\frac{P_s}{d_{s,i}^\eta} |h_{s,i}|^2 + N_0}}$ 为第 i 个中继节点的放大倍数, P_i 是第 i 个中继节点发射功率, $n_{i,d} \sim N(0, N_0)$ 表示该中继节点和目的节点间的加性高

斯白噪声。 $\tilde{n}_{i,d} = \sqrt{\frac{P_i}{\frac{P_s}{d_{s,i}^\eta} |h_{s,i}|^2 + N_0}} h_{i,d} n_{s,i} + n_{i,d}$ 表示

目的端接收到第 i 个中继相关两信道的等效噪声, $\tilde{n}_{i,d} \sim CN(0, \tilde{N}_{i,d})$, $h_{i,d}$ 表示第 i 个簇头中继-目的端的信道衰落系数。

最后目的端利用直接和转发 $m+1$ 条路径的得来的信息进行最大比合并(maximal-ratio combining, MRC)^[8]接收。得到的信号为

$$y = \frac{\sqrt{\frac{P_s}{d_{s,d}^\eta}} h_{s,d}^*}{N_0} y_{s,d} + \sum_{i=1}^m \frac{\sqrt{\frac{P_s}{d_{s,d}^\eta}} \zeta_i h_{s,i}^* h_{i,d}^*}{(\zeta_i^2 |h_{i,d}|^2 + 1) N_0} y_{i,d} \quad (4)$$

假设所有信道遭受窄带频率非选择性衰落与加性高斯白噪声。式(1)至式(4)中的 $h_{m,k} \left(\begin{matrix} m \in \{s,i\}, k \in \{i,d\}, \\ i = 1, 2, \dots, m \end{matrix} \right)$ 表示信道衰落系数,均为满足独立、循环对称的复高斯分布的随机变量,均值为零,方差为 $\sigma_{m,k}^2$,其包络 $|h_{m,k}|$ 满足瑞利(Rayleigh)分布,包络平方满足参数为 $\frac{1}{\sigma_{m,k}^2}$ 的指数分布^[9]。

2 中断概率性能分析

2.1 系统瞬时接收信噪比的计算

定义1 大尺度衰落环境下单跳无线信道的瞬时接收信噪比为

$$\gamma = P |h|^2 / (d^\eta N_0) \quad (5)$$

其中, P 是发送信号的功率; N_0 是加性高斯白噪声的方差; h 是信道衰落系数,衰落模型可能服从瑞利分布、对数正态分布、莱斯分布或者 Nakagami 分布。本文中如不特指,一般均假定衰落模型服从的是瑞利分布。

目的端瞬时输出信噪比(SNR)为

$$\gamma = \gamma_0 + \sum_{i=1}^m \gamma_i \quad (6)$$

其中, $\gamma_0 = P_s \cdot |h_{s,d}|^2 / (d_{s,d}^\eta N_0)$ 为直传链路瞬时接收的 SNR,可见随机变量 γ_0 满足参数为 $\beta_0 = \frac{N_0 d_{s,d}^\eta}{P_s \sigma_{s,d}^2}$ 的指数分布,其概率密度函数(probability density function, PDF)为

$$f_{\gamma_0}(x) = \begin{cases} \beta_0 e^{-\beta_0 x} & x > 0 \\ 0 & \text{其它} \end{cases} \quad (7)$$

$\gamma_i (i = 1, 2, \dots, m)$ 为第 i 个中继链路瞬时接收的 SNR, γ_0 和 γ_i 统计独立, γ_i 的表达式为

$$\gamma_i = \frac{\frac{P_s \cdot |h_{s,i}|^2}{d_{s,i}^\eta N_0} \cdot \frac{P_i |h_{i,d}|^2}{d_{i,d}^\eta N_0}}{\frac{P_s \cdot |h_{s,i}|^2}{d_{s,i}^\eta N_0} + \frac{P_i |h_{i,d}|^2}{d_{i,d}^\eta N_0} + 1} \quad (8)$$

由式(8)可知, γ_i 是两个满足指数分布的随机变量的调和函数。在高 SNR 下, γ_i 可近似看作服从参数为 $\beta_i = \frac{N_0 d_{s,i}^\eta}{P_s \sigma_{s,i}^2} + \frac{N_0 d_{i,d}^\eta}{P_i \sigma_{i,d}^2}$ 的指数分布, 其 PDF 可近似为

$$f_{\gamma_i}(x) = \begin{cases} \beta_i e^{-\beta_i x} & x > 0 \\ 0 & \text{其它} \end{cases} \quad (9)$$

定义 2 矩母函数(moment generating function, MGF)定义如下^[10]:

$$M_{\gamma}(s) = \int_0^{\infty} f_{\gamma}(x) e^{sx} dx \quad (10)$$

式中, $f_{\gamma}(x)$ 为接收端瞬时 SNR 的 PDF。如果用 L 表示拉普拉斯变换, $L(f_{\gamma}(x)) = M_{\gamma}(-s)$, 因此, 接收端瞬时 SNR 的 PDF 和矩母函数之间存在拉普拉斯变换关系。令 $\gamma = \gamma_0 + \sum_{i=1}^m \gamma_i$, 设 $\gamma, \gamma_0, \gamma_i (i = 1, 2, \dots, m)$ 矩母函数分别为 $M_{\gamma}(s), M_{\gamma_0}(s), M_{\gamma_i}(s)$, 根据矩母函数的性质, 式

$$\begin{aligned} M_{\gamma}(s) &= M_{\gamma_0}(s) \cdot \prod_{i=1}^m M_{\gamma_i}(s) \\ &= \prod_{j=0}^m \frac{1}{1 - s/\beta_j}, \quad j = 0, \dots, m \end{aligned} \quad (11)$$

成立。其中 $1/\beta_j (j = 0, 1, \dots, m)$ 分别为各个随机变量 $\gamma_0, \gamma_i (i = 1, 2, \dots, m)$ 的期望。

文献[11]分析了 β_j 不相等时系统中断概率的性能, 文献[12]在[11]的基础上给出了 β_j 相等时接收 SNR 的概率密度函数(PDF)表达式, 并对其中各个中继端是对称的, 即具有相等的信道方差的特殊情况进行了系统的误符号率(SER)性能分析。在本文的模型下, 因为考虑到无线传感器各簇簇头分布的随机性, 因此综合考虑了 β_j 相等和不相等的两种情况。假设在所有的 β_j 中, 有 K_1 个取值为 β_{K1} , K_2 个取值为 β_{K2} , $\dots, K_n$ 个取值为 β_{Kn} , 且满足 $K_i > 1, i = 1, 2, \dots, n$, 其余 $L = m + 1 - (K_1 + K_2 + \dots + K_n)$ 的参数均不同, 即 $\beta_{K1}, \beta_{K2}, \dots, \beta_{Kn}, \beta_{L1}, \beta_{L2}, \dots, \beta_{Ll}$ 取值各不相同, 式(11)写为 $M_{\gamma}(-s)$ 并展开得

$$\begin{aligned} M_{\gamma}(-s) &= \sum_{k=1}^{K_1} \frac{Y_{K1k}}{(\beta_{K1} + s)^k} + \sum_{k=1}^{K_2} \frac{Y_{K2k}}{(\beta_{K2} + s)^k} + \dots \\ &+ \sum_{k=1}^{K_n} \frac{Y_{Knk}}{(\beta_{Kn} + s)^k} + \sum_{l=1}^L \left(\frac{Y_{Ll}}{\beta_{Ll} + s} \right) \end{aligned} \quad (12)$$

其中, 各分式的系数 $Y_{K1k}, Y_{K2k}, \dots, Y_{Knk}$ 和 Y_L 的系数式(13-a、13-b)确定:

$$\begin{cases} Y_{K1} = \frac{1}{(K_1 - 1)!} \lim_{s \rightarrow \beta_{K1}} \frac{d^{(K_1-1)}}{ds^{(K_1-1)}} [(\beta_{K1} + s)^{K_1} M_{\gamma}(-s)] \\ \cdot \\ Y_{Kik} = \frac{1}{(K_i - k)!} \lim_{s \rightarrow \beta_{Ki}} \frac{d^{(K_i-k)}}{ds^{(K_i-k)}} [(\beta_{Ki} + s)^{K_i} M_{\gamma}(-s)] \\ \cdot \\ Y_{KiKi} = \lim_{s \rightarrow \beta_{Ki}} [(\beta_{Ki} + s)^{K_i} M_{\gamma}(-s)] \end{cases} \quad (13-a)$$

其中, $K_i = K_1, K_2, \dots, K_n$

$$Y_{Ll} = \lim_{s \rightarrow \beta_{Ll}} (\beta_{Ll} + s) M_{\gamma}(-s), \quad l = 1, 2, \dots, L \quad (13-b)$$

由矩母函数的定义(式(10))和拉普拉斯变换的逆变换公式, 可得接收端最大比合并后瞬时信噪

比 $\gamma = \gamma_0 + \sum_{i=1}^m \gamma_i$ 的概率密度函数(PDF)为

$$\begin{aligned} f_{\gamma}(x) &= \sum_{k=1}^{K_1} \frac{Y_{K1k}}{(k-1)!} x^{k-1} e^{-\beta_{K1}x} + \sum_{k=1}^{K_2} \frac{Y_{K2k}}{(k-1)!} x^{k-1} e^{-\beta_{K2}x} \\ &+ \dots + \sum_{k=1}^{K_n} \frac{Y_{Knk}}{(k-1)!} x^{k-1} e^{-\beta_{Kn}x} + \sum_{l=1}^L Y_{Ll} e^{-\beta_{Ll}x} \end{aligned} \quad (x > 0) \quad (14)$$

特例 1: 当所有 β_j 均不相等时, 具有 m 个中继系统接收端瞬时信噪比的 PDF 为

$$f_{\gamma}(x) = \begin{cases} \sum_{i=0}^m \prod_{j=0, j \neq i}^m \frac{\beta_j}{\beta_j - \beta_i} \beta_i e^{-\beta_i x}, & x > 0 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (15)$$

特例 1 给出的结果和文献[11]结果一致。

特例 2: 当所有 $\beta_j = \beta$ 时, 具有 m 个中继系统接收端瞬时信噪比的 PDF 为

$$f(x) = \begin{cases} \frac{x^m \beta^{m+1}}{m!} e^{-\beta x}, & x \geq 0 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (16)$$

特例 3: 在对称中继网络中, 所有中继的统计信道增益以及至源节点和目的节点的距离均是相同的, 但仍与源-目的端不同, 此时, 由式(6)至式(9)可得, $\beta_1 = \beta_2 = \dots = \beta_m = \beta_r \neq \beta_0$, 该情况下接收端瞬时信噪比的 PDF 如式

$$f_{\gamma}(x) = \begin{cases} \frac{\beta_0 \beta_r^m}{(\beta_r - \beta_0)^m} g(x), & x > 0 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (17)$$

所示。式中, $g(x) = e^{-\beta_0 x} - e^{-\beta_r x} \sum_{k=1}^m \frac{(\beta_r - \beta_0)^{k-1} x^{k-1}}{(k-1)!}$ 。

2.2 系统中断概率

系统的中断概率 (P_{AF}) 通常定义为节点间的互信息小于要求的频谱利用率 R , 即

$$\begin{aligned} P_{AF} &= \Pr\left[\frac{1}{m+1}I_{AF} < R\right] \\ &= \Pr\left[\frac{1}{m+1}\log_2\left(1 + \gamma_0 + \sum_{i=1}^m \gamma_i\right) < R\right] \end{aligned} \quad (18)$$

可以等效为

$$P_{AF} = \int_0^{2^{(m+1)R}-1} f_\gamma(x) dx \quad (19)$$

将式(14)代入式(19)并进一步整理,可得该系统下的中断概率为

$$\begin{aligned} P_{AF} &= \sum_{k=1}^{K_1} \frac{Y_{K1k}}{\beta_{K1}^k} \left\{ 1 - e^{-\beta_{K1}(2^{(m+1)R}-1)} \cdot \sum_{j=0}^{k-1} \frac{(\beta_{K1}(2^{(m+1)R}-1))^j}{j!} \right\} \\ &+ \sum_{k=1}^{K_2} \frac{Y_{K2k}}{\beta_{K2}^k} \left\{ 1 - e^{-\beta_{K2}(2^{(m+1)R}-1)} \cdot \sum_{j=0}^{k-1} \frac{(\beta_{K2}(2^{(m+1)R}-1))^j}{j!} \right\} \\ &+ \cdots + \sum_{k=1}^{K_n} \frac{Y_{Knk}}{\beta_{Kn}^k} \left\{ 1 - e^{-\beta_{Kn}(2^{(m+1)R}-1)} \cdot \sum_{j=0}^{k-1} \frac{(\beta_{Kn}(2^{(m+1)R}-1))^j}{j!} \right\} \\ &+ \sum_{i=1}^L \left(\frac{Y_{Li}}{\beta_{Li}^i} \left(1 - e^{-\beta_{Li}(2^{(m+1)R}-1)} \cdot \sum_{j=0}^{i-1} \frac{(\beta_{Li}(2^{(m+1)R}-1))^j}{j!} \right) \right) \end{aligned} \quad (20)$$

不难验证式(20)的几种特例:

特例1:当所有 β_j 均不相等时,具有 m 个中继点节的系统的中断概率为

$$\begin{aligned} P_{AF} &= \Pr[\gamma < 2^{(m+1)R} - 1] \\ &= \sum_{k=0}^m \left(\prod_{n=0, n \neq k}^m \frac{\beta_n}{\beta_n - \beta_k} \right) (1 - e^{-\beta_k(2^{(m+1)R}-1)}) \end{aligned} \quad (21)$$

特例2:当所有 $\beta_j = \beta$ 时,具有 m 个中继点节的系统的中断概率为

$$\begin{aligned} P_{AF} &= \Pr[\gamma < 2^{(m+1)R} - 1] \\ &= 1 - e^{-\beta(2^{(m+1)R}-1)} \sum_{j=0}^m \frac{(\beta(2^{(m+1)R}-1))^j}{j!} \end{aligned} \quad (22)$$

特例3:在对称中继网络中,所有中继节点的统计信道增益以及它们至源节点和目的节点的距离均是相同的,但仍与源-目的端不同,此时系统的中断概率为

$$\begin{aligned} P_{AF} &= \Pr[\gamma < 2^{(m+1)R} - 1] \\ &= \frac{1}{\beta_0} (1 - e^{-\beta_0(2^{(m+1)R}-1)}) - \sum_{k=1}^m \frac{(\beta_r - \beta_0)^{k-1}}{\beta_r^k} \\ &\quad \cdot \left(1 - e^{-\beta_r(2^{(m+1)R}-1)} \sum_{j=0}^{k-1} \frac{(\beta_r(2^{(m+1)R}-1))^j}{j!} \right) \end{aligned} \quad (23)$$

文献[11]在式(21)的基础上,利用范德蒙矩阵 (Vandermonde matrix) 给出了高信噪比下系统中断概率的一种近似表达式,但是计算过程比较复杂,且近似表达式计算值与仿真结果有一定差距,尤其是在信噪比较低时。本文给出了中断概率的另外一种近似表达式,该表达式更接近于中断概率的 Monte Carlo 仿真结果。

由于 $\beta_0 = \frac{N_0 d_{s,d}^\eta}{P_s \sigma_{s,d}^2}$, $\beta_i = \frac{N_0 d_{s,i}^\eta}{P_s \sigma_{s,i}^2} + \frac{N_0 d_{i,d}^\eta}{P_i \sigma_{i,d}^2}$, 因此,在高信噪比下 $\beta_0 \rightarrow 0$ 且 $\beta_i \rightarrow 0, i = 1, 2, \dots, m$ 。根据泰勒公式可以得到:

$$\begin{cases} 1 - e^{-x} = x - \frac{x^2}{2} + O(x^2) \\ \frac{x}{1 + \frac{x}{2}} = x - \frac{x^2}{2} + O(x^2) \end{cases} \quad (24)$$

所以 $1 - e^{-x} = \frac{x}{1 + \frac{x}{2}} + O(x^2)$, 也就是说用 $\frac{x}{1 + \frac{x}{2}}$

近似 $1 - e^{-x}$ 可以在 $x \rightarrow 0$ 时达到二阶近似,因此,式(21)可近似表达为

$$1 - e^{-\beta_k(2^{(m+1)R}-1)} \sim \frac{\beta_k(2^{(m+1)R}-1)}{1 + \frac{\beta_k(2^{(m+1)R}-1)}{2}} \quad (25)$$

将式(25)代入式(21),可以得到系统中断概率的另外一种近似表达式为

$$\bar{P}_{AF} \approx \sum_{k=0}^m \frac{\beta_k(2^{(m+1)R}-1)}{1 + \frac{\beta_k(2^{(m+1)R}-1)}{2}} \left(\prod_{n=0, n \neq k}^m \frac{\beta_n}{\beta_n - \beta_k} \right) \quad (26)$$

3 仿真结果分析

本节给出具有多个中继节点的系统的中断概率与其近似式的仿真结果。具体仿真条件设置如下:在平面直角坐标系中用坐标表示节点位置,源节点位于(0,0),目的节点位于(1,0),其他协作节点随机地均匀分布在以源节点和目的节点为中心轴线的长方形区域内。对源节点和目的节点之间的距离进行归一化,即令以 $d_{s,d} = 1$, 区域顶点坐标为 (0, -1), (0, 1), (1, -1), (1, 1), 如图2所示,假定随机部署10个中继节点。假设任意节点间的信道为瑞利衰落信道,路径损耗因子取2,采用QPSK调制。

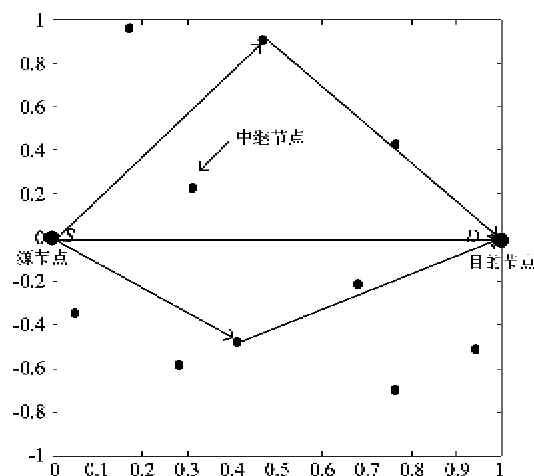


图 2 协作区域模型举例

图 3 和图 4 分别给出了一个和两个中继簇头节点时系统中断概率性能的比较。图中的“approximation”曲线是本文提出的对应式(26)的中断概率近似值曲线;“theory”和“Seddik Bound”是 2.2 节中推导出的系统中断概率所对应的理论值式(21)和文献[11]提出的“Bound”曲线;“simulation”曲线对应

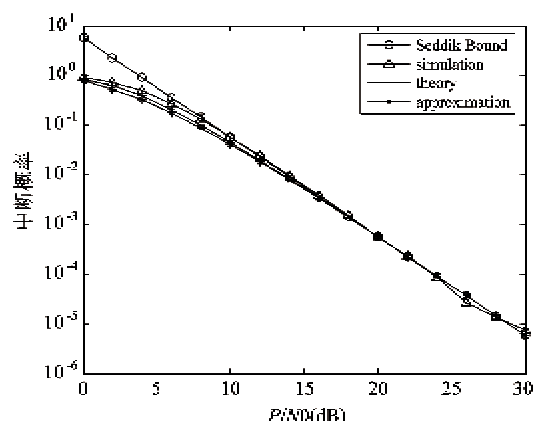


图 3 一个中继簇头节点时系统中断概率性能曲线比较

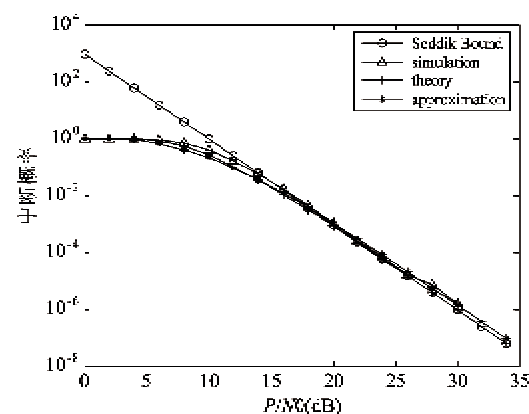


图 4 两个中继簇头节点时系统中断概率性能曲线比较

Monte Carlo 的仿真结果。从各种曲线比较可以看出,本文提出的中断概率近似值曲线和 Monte Carlo 模拟仿真的结果相吻合,有效改善了“Seddik Bound”不适用于低信噪比的状况;当中继个数加大时,在高信噪比时模拟仿真的结果更接近于本文提出的近似值曲线。

图 5 给出了选取区域内不同位置的两个中继情况下系统的中断概率性能曲线,“case 1”和“case 2”代表中继位置不同的两种情况。从图 5 可以看出,协作节点的位置不同会造成系统中断概率性能的不同,本文提出的近似值曲线依然与 Monte Carlo 模拟仿真的结果相吻合,由此证明了该近似式的可靠性。

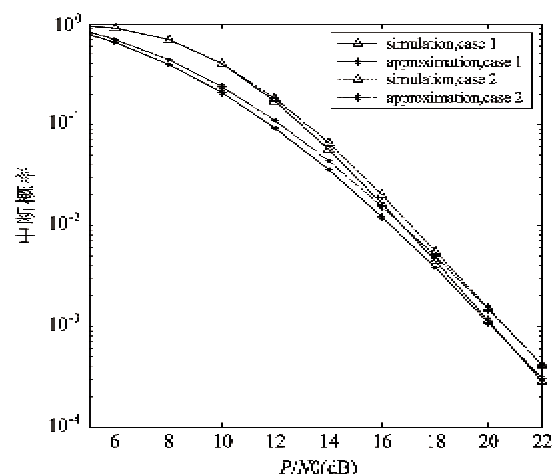


图 5 两个中继节点处于不同位置分布的中断概率曲线

4 结论

本文主要讨论了 AF 协作传输系统性能分析问题。首先从矩母函数的角度分析了接收端瞬时信噪比的概率密度函数表达式,得到大尺度衰落及不同信道状况下的精确表达式;然后分析系统的中断概率,针对不同的状况给出其精确表达式,并对于各中继信道具有不同信道状态参数情形,提出了系统中断概率的一种近似表达式。该表达式避免了非线性函数运算,克服了已有近似式在低信噪比情形下误差较大的局限性。仿真结果表明,该表达式更接近于系统的蒙特卡罗仿真结果。

参考文献

- [1] Hong Y W, Huang W J, Chiu F H, et al. Cooperative communications in resource constrained wireless networks. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2007, 1: 47-57
- [2] Kurniawan E, Madhukumar A S, Chin F. Relaying and

- power control strategy for 2-hop distributed cooperative communication. In: Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference, Singapore, 2008. 98-102
- [3] Laneman J N, Tse D N. Cooperative diversity in wireless networks: efficient protocols and outage behavior, *IEEE Transactions on Information Theory*, 2004, 50 (12): 3062-3080
- [4] Laneman J N. Cooperative Diversity in Wireless Networks: Algorithms and Architectures: [Ph. D dissertation]. Cambridge, MA, 2002. 109-136
- [5] Bletsas A, Shin H, Win M Z. Cooperative communications with outage-optimal opportunistic relaying. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2007, 6(9): 3450-3460
- [6] Pescosolux L, Barbarossa S. On the optimal relay location and power allocation in a virtual array system with minimum overall outage probability. In: Proceedings of the 8th IEEE Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications, Helsinki, Finland, 2007. 1-5
- [7] 温小军, 啜钢等. 非对称信道下协作通信系统中断概率的研究. 北京邮电大学学报, 2010, 31(3): 102-108
- [8] Brennan D G. Linear diversity combining techniques. *Proceedings of the IRE*, 2007, 91(2): 1126-1131
- [9] Goldsmith A. Wireless communications, 1th ed. England: Cambridge University Press, 2005. 64-97
- [10] Simon M K, Alouini M-S. Digital Communication over Generalized Fading Channels: A Unified Approach to Performance Analysis. New York: John Wiley and Sons, 2000. 258-397
- [11] Seddik K G, Sadek A K, Su W, et al. Outage analysis and optimal power allocation for multi-node relay networks. *IEEE Signal Processing Letters*, 2007, 14(6): 377-380
- [12] 林霏. 无线网络中协同通信关键技术的研究: [博士学位论文]. 北京: 北京邮电大学, 2008. 30-40

Outage probability analysis of amplify-and-forward cooperative communication systems

Zhang Xuefen^{* **}, Yin Changchuan^{**}

(^{*} Key Laboratory of Digital Media Technologies, Shandong Economic University, Jinan 250014)

(^{**} Key Laboratory of Universal Wireless Communications, Ministry of Education, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876)

Abstract

The paper investigated the outage probability of cooperative communication systems with amplify-and-forward (AF) relays. Firstly, the mathematical model of all the relay nodes randomly distributed within a certain region was presented with both asymmetric and symmetry channels being considered, and the probability density function expression of instantaneous receiver SNR was derived by using the method of moment generating function (MGF). Secondly, based on the mathematical model, an exact outage probability formulation was derived for a multi-cluster head AF cooperative communications system under different channels conditions. Finally, an approximate outage probability formula was derived based on the conditions that all the relay channels have different state parameters.

Key words: cooperative communication, amplify-and-forward (AF), outage probability