

基于选择性分集技术的无线中继系统性能

张静美 邵春莉 王莹 张平
(北京邮电大学 92# 无线新技术研究室 北京 100876)

摘要 采用中继传输能够抵抗无线信道的多径衰落, 克服阴影效应, 从而增强通信质量, 提高频谱效率。该文首先给出了两跳中继系统模型, 针对非再生及再生两类中继方式, 简要介绍了采用非分集接收及最大比合并时的链路性能。考虑到接收机复杂度和系统实现的性能代价比, 该文引入了处理相对简单但又具备分集优势的选择性合并方式, 并根据中继节点不同的位置分布, 分析了两类中继方式下系统的通信中断概率和误码率。数值结果表明, 非再生中继传输具有较好的性能, 同时中继系统若采用选择性分集接收, 则既能降低收端复杂度, 又能获得较大的性能增益。

关键词 中继传输, 非再生, 再生, 分集

中图分类号: TN925

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)03-0419-05

Performance of Wireless Relaying System Based on Selection Diversity Techniques

Zhang Jing-mei ShaoChun-ju Wang Ying Zhang Ping
(WTI Labs, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

Abstract Cooperative relaying can combat multi-path fading and shadowing effect in wireless networks to enhance communication quality and bandwidth efficiency. A two-hop relaying system model is provided in this paper, and the analytical evaluations of non-regenerative and regenerative relaying system with non-diversity or maximal ratio combining are introduced. Considering the complexity and cost-effectiveness of the receiver, this paper investigates the performance of the selection diversity in terms of probability of outage and error with different positions of relays. The numerical results show that non-regenerative relaying system outperforms the others, and selection diversity is a cost-effective method to improve system performance.

Key words Relaying, Non-regenerative, Regenerative, Diversity

1 引言

未来无线通信系统将致力于发展更高速率、更大动态范围的数据业务, 同时扩大网络覆盖面积、提高频谱效率并加大系统的鲁棒性。现有蜂窝系统所面临的一个基本问题是由有限带宽导致的容量受限; 另一方面, 无线网络用户的移动性使通信受到时变多径衰落的影响, 造成信号衰减, 信息无法或很难在收端得到正确恢复, 这对无线通信的可靠性也提出了挑战^[1]。在移动终端间实施协作通信方案可以提高无线系统的通信质量, 并引入空间分集的优势^[2-6]。中继器可采用非再生(Non-Regenerative, NR)方式(直接放大接收信号), 或是再生(Regenerative, R)方式(解码恢复后再编码发送), 将接

收到的来自信源端的信号转发至信宿端。信宿端可以根据各路信号质量以及终端接收设备条件决定相应的接收方式, 例如采用分集接收以充分利用中继传输引入的分集增益。

目前对无线中继系统的传输性能已有了一些研究。文献[5]给出了两跳中继系统的系统误码率性能分析, 但仅考虑了小尺度衰落对信号传输的影响, 且中继与信源端、信宿端分布于一条直线。文献[6]则分析了多跳中继系统在分集和非分集接收条件下的性能改善, 并考虑了大尺度对信号传输的影响。但是大多数文献在对中继系统的分集接收方案上并没有考虑接收端的复杂度, 仅讨论了最大比合并(Maximal Ratio Combining, MRC)方式, 而没有研究其他分集方式, 如处理

相对简单但又具备分集优势的选择性合并方式。针对上述原因, 本文研究了当中继处于不同位置分布下, 两跳非再生及再生中继系统采用选择性分集接收时的链路性能, 并与非分集及最大比合并方式进行了对比。另外, 本文还同时考虑了阴影衰落和多径效应的影响, 通过通信中断概率和误码率性能方面的比较, 从理论上证明中继传输的优越性。数值结果表明, 非再生中继传输具有较好的性能, 同时中继系统若采用选择性分集接收, 则既能降低收端复杂度, 又能获得较大的性能增益。

2 系统模型

本文以两跳中继传输为例, 研究中继系统的传输性能, 系统模型如图1所示。其中S为信源端, D为信宿端, R作为中继器。设非中继系统信源端S的发射功率为 P_0 , 采用中继传输时, S和R上的信号发射功率分别为 P_1 和 P_2 , 且 $P_0 = P_1 + P_2$; 中继和直达路径的损耗及衰落的影响表示为 $h_i = R_i \sqrt{L_i d_i^{-\alpha}}$ ($i = 0, 1, 2$, 如图1所示, 分别表示S到D、S到R以及R到D的路径), 其中 d_i 表示收发端间的距离; α 为路径损耗指数; L_i 是均值为零, 方差为 $\sigma_{L_i}^2$ 的对数正态变量, 表示阴影衰落; R_i 是复高斯随机变量, 平均功率 $E[R_i^2] = 1$, 表示瑞利衰落; $|R_i|^2$ 服从指数分布, 且均值 $2\sigma_{R_i}^2 = 1$; 各条路径上的加性高斯白噪声随机变量为 n_i , 均值为零, 方差为 $\sigma_{n_i}^2$, 简单起见, 这里假设各条路径噪声方差相等, 即 $\sigma_{n_i}^2 = \sigma^2$, 则中继传输中第 i 跳的信噪比为 $\gamma_i = |h_i|^2 P_i / \sigma_{n_i}^2 = L_i |R_i|^2 d_i^{-\alpha} P_i / \sigma^2$, ($i = 1, 2$), 直传路径的信号噪声比为 $\gamma_0 = |h_0|^2 P_1 / \sigma_{n_0}^2 = L_0 |R_0|^2 d_0^{-\alpha} P_1 / \sigma^2$ 。

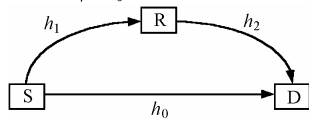


图 1 两跳中继传输系统

定义中断概率为信噪比低于某个给定门限 γ_{th} (保证满意的通信质量) 的概率, 则系统由于对数阴影的影响所造成的中断概率为^[7]

$$\Pr[\gamma_i < \gamma_{th}] = Q\left(\frac{10 \log(\bar{\gamma}_i / \gamma_{th})}{\sigma_{L_i}}\right) \quad (1)$$

设 $p(\gamma_i)$ 为信噪比 γ_i 的概率密度分布函数, 在瑞利信道下, 信号由于小尺度衰落影响造成的误码率为^[8]

$$\text{Pe}(\gamma_i) = \int_0^\infty Q(\sqrt{2\gamma_i}) p(\gamma_i) d\gamma_i = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_i}{K + \bar{\gamma}_i}}\right), \quad \text{且} \quad \text{Pe}(\gamma_i) \approx \frac{K}{4\bar{\gamma}_i}, \quad \bar{\gamma}_i \gg 1 \quad (2)$$

式中 $Q(\cdot)$ 为Q函数, $\bar{\gamma}_i$ 为信噪比 γ_i 的期望值, K 是一个与调

制方式有关的常数, 例如, 采用BPSK相干检测时, $K = 1$, 而采用FSK相干检测时, $K = 2$ 。

3 中继系统性能分析

在中继传输系统中, 不论是两跳中继, 还是多跳多中继系统, 其信道传输的基本原理均是建立在两跳中继系统基础上的, 因此本文研究两跳中继系统在非再生和再生中继方式下, 采用选择性分集接收方式下的链路性能。为便于比较, 这里先给出两种中继方式在采用非分集以及最大比合并下的链路性能。

3.1 中继非分集系统(No Diversity, ND)

在非再生中继系统中, 中继器R先归一化接收到的来自信源端S的信号, 然后再将功率归一化后的信号以功率 P_2 发送D, 该过程可看作是一个放大转发的处理。假设R能够完全估计出阴影衰落和多径衰落, 那么放大因子便可以表示为 $G^2 = P_2 / (P_1 |h_1|^2 + \sigma^2)$ 。值得注意的是, 在非再生系统中, 中继只放大噪声, 不引入解码错误。在信宿端, 若D只处理来自R的信号, 则非再生中继非分集系统的信噪比 γ_{ND}^{NR} 为

$$\gamma_{ND}^{NR} = \frac{|h_2|^2 |h_1|^2 G^2 P_1}{(|h_2|^2 G^2 + 1) \sigma^2} = \frac{\gamma_1 \gamma_2}{\gamma_1 + \gamma_2 + 1} \quad (3)$$

其中 γ_1 和 γ_2 分别是第1跳和第2跳的信噪比。根据中断概率的定义, 可得到该系统的中断概率为

$$P_{out}^{NR} = \Pr[\gamma_{ND}^{NR} < \gamma_{th}] = Q\left(\frac{10 \log(\bar{\gamma}_{ND}^{NR} / \gamma_{th})}{\sigma_{L_{ND-NR}}}\right) \quad (4)$$

其中 $\bar{\gamma}_{ND}^{NR}$ 是 γ_{ND}^{NR} 的期望值, $\sigma_{L_{ND-NR}}^2$ 是由式(3)得到的对数正态变量的方差。该系统的误码率为 $P_e^{NR} = \text{Pe}(\gamma_{ND}^{NR})$, 可由式(2)解出。

对于再生中继系统, 中继器R对接收到的信号先进行解码, 然后再重新编码发送至信宿端D。该中继方式不传播噪声, 但却引入解码误差以及时延。因此再生系统在非分集情况下的中断概率为

$$P_{out}^R = 1 - (1 - \Pr[\gamma_1 < \gamma_{th}]) (1 - \Pr[\gamma_2 < \gamma_{th}]) \quad (5)$$

其中等式右端后两个乘积项分别表示第1跳和第2跳正常通信的概率, 即再生系统的性能依赖于两跳通信链路的质量。相应地, 考虑到再生中继系统中任意一跳的解码误差, $\text{Pe}(\gamma_1)$ 或 $\text{Pe}(\gamma_2)$, 都将影响系统最终的误码率, 则该系统的误码率可以表示为

$$P_e^R = 1 - (1 - \text{Pe}(\gamma_1)) (1 - \text{Pe}(\gamma_2)) \quad (6)$$

3.2 最大比合并分集接收(MRC)

采用中继传输不仅可以降低路径损耗,而且通过处理来自中继路径和直传路径的两路信号,能引入分集增益。在非再生转发方式下,若信宿端D来自直达路径和中继路径的两路信号采用最大比合并(MRC),则终端信噪比为 $\gamma_{\text{MRC}}^{\text{NR}} = \gamma_{\text{ND}}^{\text{NR}} + \gamma_0$, 根据式(1),可得到该系统的中断概率为

$$P_{\text{MRC_out}}^{\text{NR}} = \Pr[\gamma_{\text{MRC}}^{\text{NR}} < \gamma_{\text{th}}] = Q\left(\frac{10\log(\bar{\gamma}_{\text{MRC}}^{\text{NR}}/\gamma_{\text{th}})}{\sigma_{L_{\text{MRC_NR}}}}\right) \quad (7)$$

其中 $\sigma_{L_{\text{MRC_NR}}}^2$ 是由 $\gamma_{\text{MRC}}^{\text{NR}}$ 决定的对数正态变量的方差。根据式(2)可得到系统的误码率为

$$P_{\text{MRC_e}}^{\text{NR}} = \text{Pe}(\gamma_{\text{MRC}}^{\text{NR}}) \approx \frac{3K^2}{16\bar{\gamma}_0\bar{\gamma}_{\text{ND}}^{\text{NR}}}, \quad \bar{\gamma}_0 \gg 1, \quad \bar{\gamma}_{\text{ND}}^{\text{NR}} \gg 1 \quad (8)$$

对于再生中继系统,采用最大比合并时,系统的信噪比为 $\gamma_{\text{MRC}}^{\text{R}} = \gamma_2 + \gamma_0$ 。根据式(1),并考虑到再生中继的性能依赖于两跳的传输状况,该系统的中断概率为

$$\begin{aligned} P_{\text{MRC_out}}^{\text{R}} &= 1 - (1 - \Pr[\gamma_{\text{MRC}}^{\text{R}} < \gamma_{\text{th}}])(1 - \Pr[\gamma_1 < \gamma_{\text{th}}]) \\ &= 1 - \left[1 - Q\left(\frac{10\log(\bar{\gamma}_{\text{MRC}}^{\text{R}}/\gamma_{\text{th}})}{\sigma_{L_{\text{MRC_R}}}}\right) \right] \\ &\quad \cdot \left[1 - Q\left(\frac{10\log(\bar{\gamma}_1/\gamma_{\text{th}})}{\sigma_{L_1}}\right) \right] \end{aligned} \quad (9)$$

其中 $\sigma_{L_{\text{MRC_R}}}^2$ 是由 $\gamma_{\text{MRC}}^{\text{R}}$ 决定的对数正态变量的方差。与式(6)类似,同时考虑两跳信号的解码情况,采用最大比合并的再生中继系统的误码率表示为

$$\begin{aligned} P_{\text{MRC_e}}^{\text{R}} &= 1 - (1 - \text{Pe}(\gamma_{\text{MRC}}^{\text{R}}))(1 - \text{Pe}(\gamma_1)) \\ &= 1 - \left(1 - \frac{3K^2}{16\bar{\gamma}_0\bar{\gamma}_2} \right) \left(1 - \frac{K}{4\bar{\gamma}_1} \right) \end{aligned} \quad (10)$$

3.3 选择性合并分集接收(SEL)

通过以上分析可以看出,与非分集方式相比,采用最大比合并方式虽然能够获得明显的分集增益,但它对接收端设备的复杂度及处理能力的要求也相对较高。考虑到系统实现的性能代价比,本文提出了在中继系统的接收端采用处理相对简单,但又具备分集优势的选择性合并分集方式,以下将针对非再生及再生中继系统分别进行相应的链路性能分析。

3.3.1 非再生中继选择性分集接收(NR-SEL) 采用非再生转发的中继系统,信宿端D根据来自直达路径以及中继路径的两路信号,选择信噪比较大的作为最终处理的信号。其中,来自中继器R的信号的信噪比,也就是非分集方式下的信噪比 $\gamma_{\text{ND}}^{\text{NR}}$, 由式(3)决定;来自信源端S的直传路径信号的信噪比为 γ_0 , 则该系统的信噪比 $\gamma_{\text{SEL}}^{\text{NR}}$ 为

$$\gamma_{\text{SEL}}^{\text{NR}} = \max\{\gamma_{\text{ND}}^{\text{NR}}, \gamma_0\} = \max\left\{\frac{\gamma_1\gamma_2}{\gamma_1 + \gamma_2 + 1}, \gamma_0\right\} \quad (11)$$

由上式可知,由于此时信宿端D处的信号取决于直传路径以及中继路径信号的信噪比最大值 $\gamma_{\text{SEL}}^{\text{NR}}$, 即 $\gamma_{\text{ND}}^{\text{NR}}$ 和 γ_0 中较大的一个,因此只要 $\gamma_{\text{ND}}^{\text{NR}}$ 和 γ_0 中任意一个不低于系统中断门限 γ_{th} , 该系统的信噪比就不会低于 γ_{th} 。结合式(1)和式(11)可以得到由于阴影衰落造成该系统的中断概率 $P_{\text{SEL_out}}^{\text{NR}}$ 为

$$\begin{aligned} P_{\text{SEL_out}}^{\text{NR}} &= \Pr[\gamma_0 < \gamma_{\text{th}}] \Pr[\gamma_{\text{ND}}^{\text{NR}} < \gamma_{\text{th}}] \\ &= Q\left(\frac{10\log(\bar{\gamma}_0/\gamma_{\text{th}})}{\sigma_{L_0}}\right) Q\left(\frac{10\log(\bar{\gamma}_{\text{ND}}^{\text{NR}}/\gamma_{\text{th}})}{\sigma_{L_{\text{ND_NR}}}}\right) \end{aligned} \quad (12)$$

在讨论误码率之前,首先需要分析该中继系统的接收信号信噪比 $\gamma_{\text{SEL}}^{\text{NR}}$ 的概率分布函数 $\text{Pr}[\gamma_{\text{SEL}}^{\text{NR}}(\gamma)]$ 。选择性分集接收情况下,在信宿端D,来自信源端S和中继端R的信号信噪比都低于某个值的概率也就是它们中最大值 $\gamma_{\text{SEL}}^{\text{NR}}$ 小于给定值的概率^[9]。考虑瑞利衰落信道,那么

$$\text{Pr}_{\text{SEL}}^{\text{NR}}(\gamma) = \Pr[\gamma_0 < \gamma] \Pr[\gamma_{\text{ND}}^{\text{NR}} < \gamma] = (1 - e^{-\gamma/\bar{\gamma}_0})(1 - e^{-\gamma/\bar{\gamma}_{\text{ND}}^{\text{NR}}}) \quad (13)$$

由上式可得到 $\gamma_{\text{SEL}}^{\text{NR}}$ 的概率密度分布函数 $p_{\text{SEL}}^{\text{NR}}(\gamma)$ 为

$$p_{\text{SEL}}^{\text{NR}}(\gamma) = \frac{1}{\bar{\gamma}_0} e^{-\gamma/\bar{\gamma}_0} + \frac{1}{\bar{\gamma}_{\text{ND}}^{\text{NR}}} e^{-\gamma/\bar{\gamma}_{\text{ND}}^{\text{NR}}} - \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_0} + \frac{1}{\bar{\gamma}_{\text{ND}}^{\text{NR}}} \right) e^{-\gamma(1/\bar{\gamma}_0 + 1/\bar{\gamma}_{\text{ND}}^{\text{NR}})} \quad (14)$$

根据式(14)可求出非再生中继系统选择性分集接收时的误码率 $P_{\text{SEL_e}}^{\text{NR}}$ 为

$$\begin{aligned} P_{\text{SEL_e}}^{\text{NR}} &= \int_0^\infty Q(\sqrt{2\gamma}) p_{\text{SEL}}^{\text{NR}}(\gamma) d\gamma \\ &= \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_0}{1 + \bar{\gamma}_0}} \right) + \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_{\text{ND}}^{\text{NR}}}{1 + \bar{\gamma}_{\text{ND}}^{\text{NR}}}} \right) \\ &\quad - \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{1}{1 + 1/\bar{\gamma}_{\text{ND}}^{\text{NR}} + 1/\bar{\gamma}_0}} \right) \end{aligned} \quad (15)$$

3.3.2 再生中继选择性分集接收(R-SEL) 对于再生中继系统,同样地,信宿端D将在来自中继器R和信源端S的两路信号间,选择信噪比较大的作为第2跳最终处理的信号,此时系统第2跳的信噪比可以表示为

$$\gamma_{\text{SEL}}^{\text{R-hop2}} = \max\{\gamma_2, \gamma_0\} \quad (16)$$

如3.1节所述,对于再生中继来说,任意一跳传输性能的恶化都将影响系统的最终性能,因此在分析中断概率时,需同时考虑两跳链路的情况。其中,第1跳链路情况由 γ_1 决定;而第2跳链路情况就由 $\gamma_{\text{SEL}}^{\text{R-hop2}}$ 决定。对于后者来说,只要 γ_2 和 γ_0 中任意一个不低于系统中断门限 γ_{th} , $\gamma_{\text{SEL}}^{\text{R-hop2}}$ 就不会低于 γ_{th} 。因此,对于再生中继系统,若采用选择性分集接收,则由于阴影衰落造成该系统的中断概率 $P_{\text{SEL_out}}^{\text{R}}$ 为

$$\begin{aligned}
P_{\text{SEL-out}}^{\text{R}} &= 1 - (1 - \Pr[\gamma_1 < \gamma_{\text{th}}])(1 - \Pr[\gamma_2 < \gamma_{\text{th}}]\Pr[\gamma_0 < \gamma_{\text{th}}]) \\
&= 1 - \left[1 - Q\left(\frac{10\log(\bar{\gamma}_1/\gamma_{\text{th}})}{\sigma_{L_1}}\right) \right] \\
&\quad \cdot \left[1 - Q\left(\frac{10\log(\bar{\gamma}_2/\gamma_{\text{th}})}{\sigma_{L_2}}\right) Q\left(\frac{10\log(\bar{\gamma}_0/\gamma_{\text{th}})}{\sigma_{L_0}}\right) \right] \quad (17)
\end{aligned}$$

同样地,再生系统的误码率也取决于两跳信号的解码情况。第1跳正确解码的概率为 $[1 - \text{Pe}(\gamma_1)]$,而第2跳的误码率依赖于采用选择性分集接收后,第2跳信号信噪比 $\gamma_{\text{SEL}}^{\text{R-hop2}}$ 的概率密度函数 $p_{\text{SEL}}^{\text{R-hop2}}(\gamma)$ 。与非再生方式类似,考虑瑞利衰落信道,可以得到

$$p_{\text{SEL}}^{\text{R-hop2}}(\gamma) = \frac{1}{\bar{\gamma}_0} e^{-\gamma/\bar{\gamma}_0} + \frac{1}{\bar{\gamma}_2} e^{-\gamma/\bar{\gamma}_2} - \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_0} + \frac{1}{\bar{\gamma}_2} \right) e^{-\gamma(1/\bar{\gamma}_0 + 1/\bar{\gamma}_2)} \quad (18)$$

根据式(18)可求出再生中继系统选择性分集接收时,第2跳的误码率 $P_{\text{SEL-e}}^{\text{R-hop2}}$ 为

$$\begin{aligned}
P_{\text{SEL-e}}^{\text{R-hop2}} &= \int_0^\infty Q(\sqrt{2\gamma}) p_{\text{SEL}}^{\text{R-hop2}}(\gamma) d\gamma \\
&= \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_0}{1+\bar{\gamma}_0}} \right) + \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_2}{1+\bar{\gamma}_2}} \right) \\
&\quad - \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{1}{1+1/\bar{\gamma}_2 + 1/\bar{\gamma}_0}} \right) \quad (19)
\end{aligned}$$

综合考虑两跳信号的解码情况,结合式(19),可求出再生中继系统采用选择性分集接收时,系统的误码率 $P_{\text{SEL-e}}^{\text{R}}$ 为

$$P_{\text{SEL-e}}^{\text{R}} = 1 - [1 - P_{\text{SEL-e}}^{\text{R-hop2}}][1 - \text{Pe}(\gamma_1)] \quad (20)$$

4 数值结果

这部分将给出以上分析的数值仿真结果。假设使用BPSK调制方式,即 $K=1$ 。为便于比较又不失一般性,设信源端S位于(0,0),信宿端D位于(1,0),二者之间的距离被归一化,即 $d_0=1$;路径传播指数 $\alpha=4$;对数正态阴影为独立零均值变量,方差 $\sigma_{L_i}^2=12\text{dB}$, $i=0,1,2$;瑞利衰落为独立变量,平均功率 $E[R_i^2]=1$, $i=0,1,2$;中断概率信噪比门限 $\gamma_{\text{th}}=6\text{dB}$ 。两跳的功率分配与距离成正比,节点功率限制为 $P_0=P_1+P_2$ 。

图2和图3分别给出了当中继节点R位于S和D连线中点时,非再生中继(NR)、再生中继(R)与直传非中继(Direct)3种系统的中断概率和误比特率随信噪比变化的曲线。其中,采用中继传输又包括非分集(No Diversity)、最大比合并(MRC)以及选择性合并(SEL)3类接收方案。从图中可以看出,采用中继传输的系统性能要远优于直传非中继系统。随着单跳参

考信道信噪比的升高,采用非再生方式获得的性能增益要高于再生方式。这是由于再生中继传输在中继点引入了一定的解码误差,并且其中断概率依赖于两跳信道的传输质量;而非再生中继传输能够在一定程度上克服各跳信道衰落,因此该方式能比较明显地降低系统中断概率和误码率。

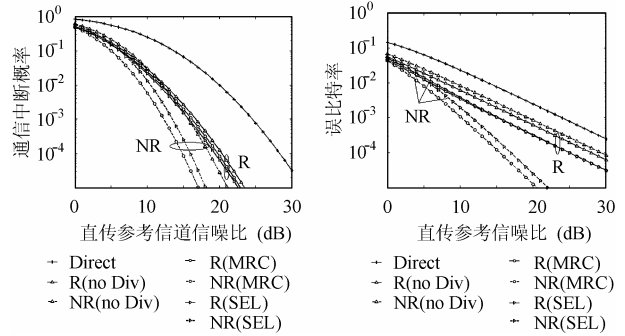


图2 中断概率随信噪比的变化 图3 误比特率随信噪比的变化
曲线(BPSK调制, 中断门限6dB) 变化曲线(BPSK调制)

比较各种接收方案,对于非再生中继, NR-MRC的性能最好, NR-SEL次之,而NR-no Div的性能最差,这与理论相符。值得一提的是,虽然MRC的性能比SEL好,但是其接收复杂度要高于SEL方案;而从性能上看, SEL方案的性能相比中继非分集或是非中继系统来说已有很大提高,且与MRC方案的性能相差不大,因此可以在中继系统终端使用SEL接收方案,以低接收复杂度获取相对好的性能。对于再生中继,采用分集接收的性能略优于非分集接收,而两类分集方案(R-MRC和R-SEL)的性能也较为接近,这主要是由于再生系统的性能不仅依赖于终端接收信号的质量,还对第1跳信号的传输质量有较大依赖性。

图4和图5分别给出了当中继节点R的位置在一定区域内变化($x: -1\sim 2$, $y: -1\sim 1$)且直传参考信噪比为10dB时,非再生中继(NR)、再生中继(R)与直传非中继(Direct)3种系统的中断概率和误比特率曲线。图中的平面描述了直传非中继系统的性能,作为参考平面。可以看出,中继系统的性能增益在很大程度上依赖于中继节点R的位置,当R位于S和D的中间时,性能相对较好,随着中继节点R距离最优位置越远,系统性能开始下降,甚至比非中继系统的性能还差(图中性能曲面高于参考平面的区域)。针对特定的中继接收方案,最优中继点的位置略有不同。非再生系统的最优中继点位置偏向信宿端,而再生系统的最优中继点位置相对偏向信源端,如果是R-SEL方案,则最优中继点位置又会偏向信宿端。这些结论可指导中继系统决定是否选择中继传输,以及选择中继传输时中继位置的最佳分布。

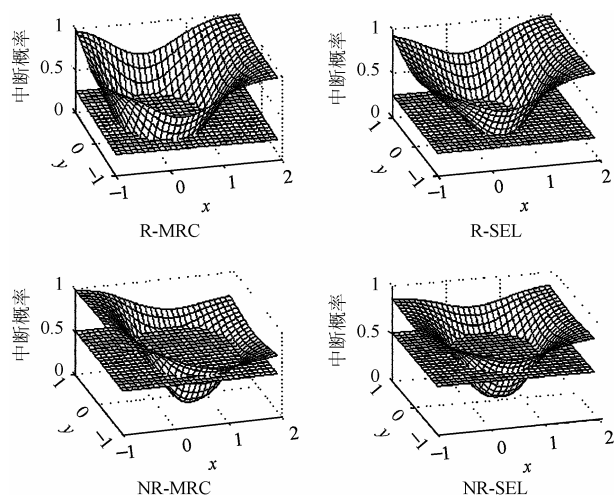


图4 仿真区域内中断概率曲线, 中断门限信噪比为6dB

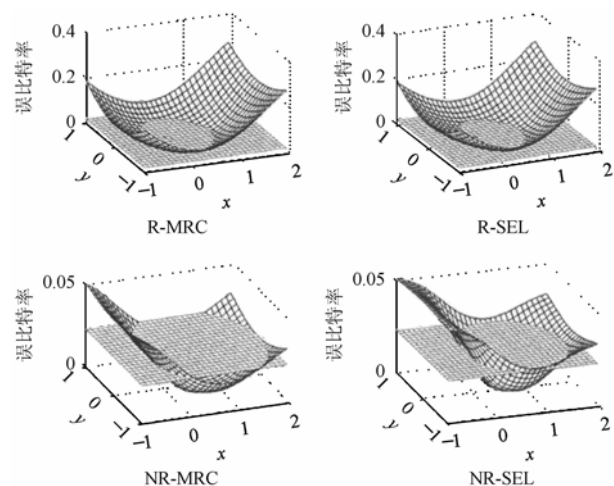


图5 仿真区域内误比特率曲线

5 结论

文章针对两跳非再生及再生中继系统, 从系统实现的性能代价比角度考虑, 引入了处理相对简单但又具备分集优势的选择性合并方式。根据中继的不同位置分布, 分析了两类中继系统采用选择性分集接收时的通信中断概率和误码率, 并与系统采用非分集接收以及最大比合并方式下的链路性能进行了比较。数值结果表明, 非再生中继传输具有较好的性能, 同时中继系统若采用选择性分集接收, 则既能降低收端复杂度, 又能获得较大的性能增益。

参考文献

[1] Anghel P A, Leus G, Kavehl M. Multi-user space-time coding in cooperative networks. in Proc. of IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2003 (ICASSP '03),

Orlando, Florida, USA, April 2003, Vol. 4: 6—10.

- [2] Sendonaris A, Erkip E, Aazhang B. Increasing uplink capacity via user cooperation diversity. in Proc. of IEEE International Symposium on Information Theory, Cambridge, MA, USA, Aug. 16—21, 1998: 156—156.
- [3] Laneman J N, Wornell G W. Exploiting distributed spatial diversity in wireless networks. in Proc. 40th Allerton Conference on Communication, Control and Computing, Allerton Park, IL, USA, Oct. 2000: 775—784.
- [4] Emamian V, Kaveh M. Combating shadowing effects for systems with transmitter diversity by using collaboration among mobile users. in Int. Symposium on Communication, Taiwan, Nov. 13—16, 2001, Vol. 9.4: 105.1—105.4.
- [5] Laneman J N, Wornell G W. Energy-efficient antenna sharing and relaying for wireless networks. in Proc. of IEEE Wireless Communications and Networking Conference 2000 (WCNC '2000), Chicago, IL, USA, Sept. 23—28, 2000, Vol. 1: 7—12.
- [6] Boyer J, Falconer D, Yanikomeroglu H. A theoretical characterization of the multihop wireless communications channel with diversity. in Proc. of IEEE Global Telecommunications Conference, 2001(GLOBECOM '01), San Antonio, Texas, USA, Nov. 25—29, 2001, Vol. 2: 841—845.
- [7] Rappaport T. Wireless Communications: Principles & Practice. New Jersey: Prentice Hall, Inc., 1996, Chapter 3.
- [8] Proakis J. Digital Communications. New York: Third edition, McGraw-Hill, Inc., 1995, Chapter 5.
- [9] Jhong Sam Lee, Miller L E. CDMA Systems Engineering Handbook, J S Lee Associates, Inc., 1998, Chapter 9.

张静美: 女, 1978年, 博士生, 研究方向为无线资源管理, 移动通信系统网络技术。

邵春菊: 女, 1980年, 硕士生, 研究方向为移动通信网络技术。

王莹: 女, 1976年, 讲师, 研究方向为移动通信系统无线资源管理。

张平: 男, 1959年, 教授, 博士生导师, 研究领域包括未来移动通信系统的体系结构及关键技术研究, 发表学术论文100余篇, 学术专著两部。