

多中继协作通信系统容量分析及中继选择协作分集策略

俞 菲 胡 莹 巴特尔 杨绿溪

(东南大学 信息科学与工程学院, 江苏 南京 210096)

摘 要: 本文针对多中继辅助通信系统, 将系统建模为一个两跳通信链路, 并进行了系统容量分析。针对两种特殊情况: 用户端接收噪声方差远小于中继端接收噪声方差和中继端接收噪声方差远小于用户端接收噪声方差的情况, 本文具体给出了系统传输容量上限与协作中继个数之间的关系。基于容量的分析, 本文设计了两种中继选择策略。在第一种情况下, 根据中继与用户间的信道特征值对多路数据流分别选取不同的中继子信道进行传输; 在第二种情况下, 选择一个信道条件最好的中继完成多路数据流的并行传输。仿真分析表明, 不同的信道环境需要选择不同的中继选择策略。

关键词: 系统容量; 中继选择; 协作通信; 两跳通信系统

中图分类号: TN911.23 文献标识码: A 文章编号: 1003-0530(2013)12-1660-10

Capacity scaling of multi-relay channels and cooperative relay selection scheme

YU Fei HU Ying Bateer YANG Lu-xi

(School of Information Science and Engineering, Southeast University, Nanjing, Jiangsu, 210096)

Abstract: The study on cooperative schemes has become an important component of future information technology research. A multi-relay channel is considered in this paper. Fixed relay stations are adopted here to help the transmission between the base and the users. The base-relay channel can be viewed as a broadcast channel (BC) and the relay-user channel can be viewed as a multiple-access channel (MAC). No direct link exists between the base and the user.

We investigate the capacity of this special multi-relay aided communication system. The relation between the capacity and the number of relays employed by the system is given. Then we generalize the study to two special cases: A. the noises at the relay stations are much greater than those at the user; B. the noises at the user are much greater than those at the relay stations. SVD decomposition is implemented at the base station and the user according to the equivalent channel response. The joint probability density of the eigenvalue of the equivalent signal-to-interference and noise ratio (SINR) is analyzed in this paper. The relation between the capacity and the number of relays employed by the system is detailed for that two cases mentioned above.

Some idiographic results are enumerated with mathematical analysis. For case A, we proposed to use a matrix which has an F-distribution to approximately describe the joint probability distribution of the equivalent channel matrix. We show that the corresponding capacity will decrease with the increase of the number of the relays. For case B, the joint probability distribution of the equivalent channel has a Wishart-distribution. The corresponding capacity will increase with the increase of the number of the relays. After mathematical analysis, numerical results are given. Simple and practical relay selection

收稿日期: 2013-06-07; 修回日期: 2013-09-04

基金项目: 国家自然科学基金(61201176); 国家自然科学基金(61071113); “新一代宽带无线移动通信网”国家重大专项项目联合单位课题(2011ZX03003-003)

strategies are designed for different cases.

Key words: system capacity; relay selection; cooperative transmission; two-hop communication system

1 引言

4G 通信系统对通信质量和通信速率都提出了更高的要求,新型网络结构的设计以及无线传输技术的变革迫在眉睫。未来移动通信标准组织(3GPP, 3GPP2, B3G, 4G)和宽带无线网络标准(802.16j)分别从无线网络化和网络无线化的角度致力于提高未来无线网络通信的传输能力。值得关注的是,他们都不约而同地引入中继的概念并在其通信网络的拓扑结构中加入中继节点以提高系统的通信质量。

中继辅助通信系统可以利用分布式的传输方式获取空间分集,有效地提高系统的传输能力和覆盖范围。最早基于中继辅助通信的系统模型可以追溯到 1971 年 E. C. van der Meulen 提出的三节点通信系统 [1]。而后,多中继辅助通信系统以及多天技术在中继辅助通信系统中的应用逐渐成为研究的热点。针对中继辅助通信系统容量和传输机制的探索,一直是国内外学者争相研究的课题。T. M. Cover 和 A. Host-Madsen 分别在其文章中讨论了高斯信道和瑞利衰落信道环境下三节点中继辅助通信系统的容量 [2-3]。文献 [4] 对一个多中继并行传输的协作通信系统中的容量进行了分析。主要讨论了瑞利衰落信道条件下,各个中继和信宿已知全部的信道信息时系统容量的上下界。文献 [5] 在实际的场景中,考虑了由于信道信息估计误差以及反馈误差所造成的系统性能损失。随着认知无线电以及异构网络的发展,中继辅助通信在认知无线网络中的研究 [6, 7] 以及中继在异构网络中的应用 [8] 都得到了广泛的研究。

在实际的系统中,基站与中继站间的通信信道和中继站与用户间的通信信道环境往往是不相同的。由于基站与中继站间的通信通常需要达到较高的传输速率以满足多个用户的通信需求,因此,基站与中继站往往配备更多的天线,而这在实际应用中也是可行的。另外,由于基站和中继站可以安放在比较高的位置且多数情况下位置固定不变,因此其信道变化也是相当缓慢的。此时,在下行通信链路中,基站可以已知信道信息,并对发送信号进行预均衡以有

效地消除信道畸变对系统性能的影响。

在本文中,考虑了单个小区内的通信:基站与中继站固定安放,用户在小区内随机移动。此时,假设基站与中继站间的通信信道条件几乎不变化,基站已知其信道信息;中继站与用户间的信道满足高斯分布,信道信息未知。本文分析了多中继辅助通信系统的传输容量:在中继端与用户端的不同噪声环境下,给出了系统容量的上界及其与协作中继个数间的关系。基于上述分析,本文针对两种不同的通信环境,分别设计了简单实用的中继选择策略,仿真试验表明,本文提出的中继选择策略在对应的场景下均能取得更好的性能增益。

本文的结构安排如下:在第二部分中描述了系统模型和信号模型。在第三部分中,讨论了多中继协作通信系统的传输容量,并分别针对两种特殊的通信环境:用户端接收噪声方差较小的通信环境和中继端接收噪声方差较小的情况,给出了多中继协作通信系统传输容量与协作中继个数间的关系。第四部分针对不同的场景提出了相应的中继选择方案,并给出了相应的仿真分析。全文的小结在第五部分中给出。

2 系统模型

考虑一个多中继协作的通信系统,如图 1 所示,系统中含有一个基站,一个用户及多个中继。其中,基站、多个中继和用户端均配备了 M 根天线,参与协作通信的中继个数为 K 。基站与用户间的数据通信通过中继间的协作完成,并假设基站与用户之间没有直接可达的通信路径。本文将基站与用户之间的数据通信建模为一个两跳的通信链路:将基站到多个中继间的数据通信定义为第一跳,将多个中继到用户间的数据通信定义为第二跳。在第一跳中,基站首先通过编码、调制,将需要发送的数据同时向 K 个中继传输, K 个中继占用相同的频率和时间资源同时接收由基站发送的信号。在第二跳中,多个中继接收基站发送的信号,并通过一定的功率放大后将信号发送出去。此时,多个中继与用户间的数据通信仍然占用相同的频率和时间资源,

并通过空间复用并行地传输数据。

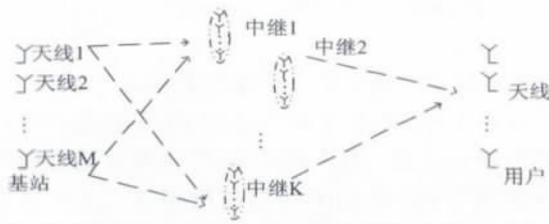


图1 多中继协作通信系统

Fig.1 Multi-relay cooperative communication system

在本文中假设第一跳链路的信道已知,第二跳链路的信道服从复高斯分布,且各个中继与用户间的信道相互独立。令 \mathbf{H}_k $k=1, 2, \dots, K$ 为第一跳链路的信道传输矩阵, \mathbf{G}_k $k=1, 2, \dots, K$ 为第二跳链路的信道传输矩阵。 \mathbf{H}_k 和 \mathbf{G}_k 都是 $M \times M$ 维的矩阵。在第 k 个中继端接收到的信号为 $\mathbf{r}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{F} \mathbf{s} + \mathbf{n}_k$ 。 K 个中继经过一定的功率放大,将信号发送出去,假设每个中继端的功率放大因子相同,均为 μ_p (为了分析方便,下文假设 $\mu_p = 1$) ,那么,用户接收到的信号可以描述为:

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= \sum_{k=1}^K \mathbf{G}_k (\mathbf{H}_k \mathbf{F} \mathbf{s} + \mathbf{n}_k) + \mathbf{w} \\ &= \sum_{k=1}^K \mathbf{G}_k \mathbf{H}_k \mathbf{F} \mathbf{s} + \sum_{k=1}^K \mathbf{G}_k \mathbf{n}_k + \mathbf{w} \end{aligned} \quad (1)$$

其中, \mathbf{F} 是 $M \times M_s$ 维的预编码矩阵, $\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_{M_s}]^T$ 是基站的发送信号,满足约束: $E\{\mathbf{s}\mathbf{s}^H\} = P_T \mathbf{I}_{M_s}$ 。 $\mathbf{n}_k = [n_{k1}, n_{k2}, \dots, n_{kM}]^T$ 是第 k 个中继上的噪声, \mathbf{w} 是用户端的噪声。假设噪声 \mathbf{n}_k 和 \mathbf{w} 相互独立,且均为独立不相关的零均值高斯白噪声,即: $\mathbf{n}_k \sim CN(0, \sigma_{n_k}^2 \mathbf{I}_M)$, $\mathbf{w} \sim CN(0, \sigma_w^2 \mathbf{I}_M)$ 。

公式(1)可以等效为:

$$\mathbf{y} = \tilde{\mathbf{G}} \mathbf{s} + \tilde{\mathbf{n}} \quad (2)$$

其中, $\tilde{\mathbf{G}} = \sum_{k=1}^K \mathbf{G}_k \mathbf{H}_k \mathbf{F}$ 是上述这个两跳系统的等效信道响应, $\tilde{\mathbf{n}} = \sum_{k=1}^K \mathbf{G}_k \mathbf{n}_k + \mathbf{w}$ 是系统的等效噪声。那么,上文描述的中继辅助两跳通信链路可以等效为一个点对点通信链路,其信道传输矩阵为 $\tilde{\mathbf{G}}$,系统噪声为 $\tilde{\mathbf{n}}$ 。则系统的可达速率可以表示为:

$$C = \frac{1}{2} \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_M + \left(\sum_{k=1}^K \mathbf{G}_k \mathbf{H}_k \mathbf{F} \right)^H \right) \right]$$

$$\left(\sum_{k=1}^K \mathbf{G}_k^H \mathbf{G}_k \sigma_{n_k}^2 + \sigma_w^2 \mathbf{I}_M \right)^{-1} \left(\sum_{k=1}^K \mathbf{G}_k \mathbf{H}_k \mathbf{F} \right) P_T \right] \quad (3)$$

3 系统容量分析

公式(3)中,给出了本文所述的中继辅助通信系统的容量描述,该描述的形式很像传统点对点多天线系统容量的表述,利用矩阵特征值分解的相关理论分析上述中继辅助通信系统的容量分析

$$\text{令: } \mathbf{T}_1 = \left(\sum_{k=1}^K \mathbf{G}_k \mathbf{H}_k \mathbf{F} \right) \left(\sum_{k=1}^K \mathbf{G}_k \mathbf{H}_k \mathbf{F} \right)^H, \mathbf{T}_2 = \sum_{k=1}^K \sigma_{n_k}^2$$

$\mathbf{G}_k^H \mathbf{G}_k, \mathbf{T} = (\mathbf{T}_2 + \sigma_w^2 \mathbf{I}_M)^{-1} \mathbf{T}_1$,系统的遍历容量可以表示为:

$$\begin{aligned} C &= \frac{1}{2} E \{ \log_2 (\det (\mathbf{I}_M + \mathbf{T} P_T)) \} \\ &= \frac{1}{2} E \left\{ \log_2 \left(\prod_{i=1}^M | 1 + \lambda_i (\mathbf{T}) P_T | \right) \right\} \end{aligned} \quad (4)$$

其中, $\lambda_i (\mathbf{T})$ 是矩阵 \mathbf{T} 的特征值。

对 $\mathbf{T}_1, \mathbf{T}_2$ 分别做特征值分解: $\mathbf{T}_1 = \mathbf{U}_1 \mathbf{\Lambda}_1 \mathbf{U}_1^H, \mathbf{T}_2 = \mathbf{U}_2 \mathbf{\Lambda}_2 \mathbf{U}_2^H$ 。其中, $\mathbf{\Lambda}_1 = \text{diag} [\lambda_{11}, \lambda_{12}, \dots, \lambda_{1M}], \mathbf{\Lambda}_2 = \text{diag} [\lambda_{21}, \lambda_{22}, \dots, \lambda_{2M}]$ 。

则矩阵 $\mathbf{T} = (\mathbf{U}_2 \mathbf{\Lambda}_2 \mathbf{U}_2^H + \sigma_w^2 \mathbf{I}_M)^{-1} \mathbf{U}_1 \mathbf{\Lambda}_1 \mathbf{U}_1^H = \mathbf{U}_1^H \mathbf{U}_2^H \mathbf{\Lambda}_1 (\mathbf{\Lambda}_2 + \sigma_w^2 \mathbf{I}_M)^{-1} \mathbf{U}_2 \mathbf{U}_1$,所以 $\lambda_i (\mathbf{T}) = \lambda_{1i} / (\lambda_{2i} + \sigma_w^2)$ 。那么,(4)式可以重写为:

$$C = \frac{M}{2} \int_{R^+} \int_{R^+} \log_2 (| 1 + \lambda_{11} / (\lambda_{21} + \sigma_w^2) |) f_{\Lambda_1 \Lambda_2}^1 (\lambda_{11}, \lambda_{21}) d\lambda_{11} d\lambda_{21} \quad (5)$$

$f_{\Lambda_1 \Lambda_2}^1 (\lambda_{11}, \lambda_{21})$ 是矩阵 $\mathbf{T}_1, \mathbf{T}_2$ 特征值 $\lambda_{11}, \lambda_{12}, \dots, \lambda_{1M}, \lambda_{21}, \lambda_{22}, \dots, \lambda_{2M}$ 的联合分布 $f_{\Lambda_1 \Lambda_2}^M (\lambda_{11}, \lambda_{12}, \dots, \lambda_{1M}, \lambda_{21}, \lambda_{22}, \dots, \lambda_{2M})$ 关于 $\lambda_{11}, \lambda_{21}$ 的边缘概率分布: $f_{\Lambda_1 \Lambda_2}^1 (\lambda_{11}, \lambda_{21}) = \int_{R^+} \dots \int_{R^+} f_{\Lambda_1 \Lambda_2}^M (\lambda_{11}, \lambda_{12}, \dots, \lambda_{1M}, \lambda_{21}, \lambda_{22}, \dots, \lambda_{2M}) \prod_{i=2}^M d\lambda_{1i} \prod_{i=2}^M d\lambda_{2i}$

当 $K \rightarrow \infty$ 时,利用概率论证明 \mathbf{T}_1 与 \mathbf{T}_2 是近似独立的[]。因此,在辅助中继个数较多的情况下 λ_{11} 和 λ_{21} 可以近似为两个相互独立的变量。 $\lambda_{11}, \lambda_{12}, \dots,$

λ_{1M} 和 $\lambda_{21}, \lambda_{22}, \dots, \lambda_{2M}$ 的联合分布可以表示为: $f_{\lambda_{1\lambda_2}}^M(\lambda_{11}, \lambda_{12}, \dots, \lambda_{1M}, \lambda_{21}, \lambda_{22}, \dots, \lambda_{2M}) = f_{\lambda_1}^M(\lambda_{11}, \lambda_{12}, \dots, \lambda_{1M}) \times f_{\lambda_2}^M(\lambda_{21}, \lambda_{22}, \dots, \lambda_{2M})$, 边缘概率分布函数为: $f_{\lambda_{1\lambda_2}}^1(\lambda_{11}, \lambda_{21}) = f_{\lambda_1}^1(\lambda_{11}) \times f_{\lambda_2}^1(\lambda_{21}) = \int_{R^+} \dots \int_{R^+} f_{\lambda_1}^M(\lambda_{11}, \lambda_{12}, \dots, \lambda_{1M}) \prod_{i=2}^M d\lambda_{1i} \times \int_{R^+} \dots \int_{R^+} f_{\lambda_2}^M(\lambda_{21}, \lambda_{22}, \dots, \lambda_{2M}) \prod_{i=2}^M d\lambda_{2i}$ 。所以, 在辅助中继个数较多的情况下, 系统容量可以表示为:

$$C = \frac{M}{2} \int_{R^+} \int_{R^+} \log_2(|1 + \lambda_{11}/(\lambda_{21} + \sigma_w^2)|) f_{\lambda_1}^1(\lambda_{11}) f_{\lambda_2}^1(\lambda_{21}) d\lambda_{11} d\lambda_{21} \quad (6)$$

图 2 给出了在不同天线环境下公式(4)中描述的系统传输容量随辅助中继个数和信噪比变化的曲线。图中分别给出了 $M = 1, M = 2$ 和 $M = 4$ 三种天线环境。图(a)中假设中继端的接收信噪比为 20dB, 用户端的接收信噪比在 -10dB 到 20dB 间变化。图(b)中假设用户端的接收信噪比为 20dB, 中继端的接收信噪比在 -10dB 到 40dB 间变化。辅助通信的中继个数均在 1 到 300 间变化。

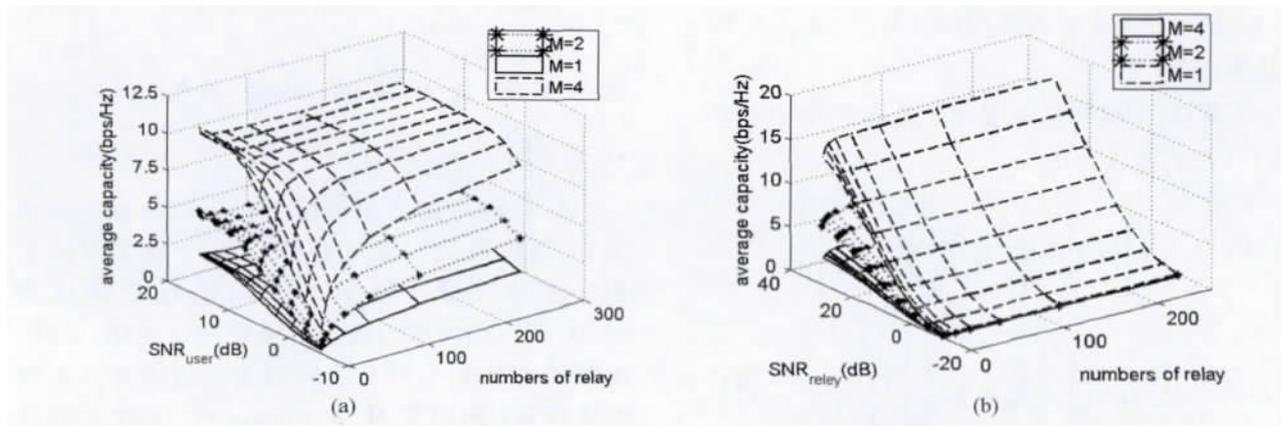


图 2 系统传输容量随辅助中继个数和信噪比变化曲线

Fig. 2 System capacity vs. number of relays vs. SNR

从图中可以看出, 系统传输容量 C 随着配备天线数 M 的增长线性增长, 并且随着中继端接收信噪比的提高而增加。特别地, 系统传输容量 C 与辅助中继个数 K 之间的关系并不是一致单调的, 即: 在不同的通信环境下, 辅助中继个数的变化对系统传输容量的影响是不相同的。当中继端接收信噪远大于用户端接收信噪比时, 如图(a)中所描述的中继端信噪比为 20dB、用户端信噪比为 -10dB 的情况, 系统的传输容量会随着辅助中继个数的增加而递增。而当用户端接收信噪远大于中继端接收信噪比时, 如图(b)中所描述的中继端信噪比为 20dB、用户端信噪比为 30dB 的情况, 系统的传输容量随着辅助中继个数的增加反而有降低的趋势。本文将分别针对两种特殊的情况: 用户端接收噪声方差较小的情况以及中继端接收噪声方差较小的

情况给出具体的分析。

A. 用户端接收噪声方差较小的情况

当用户端噪声环境远小于中继端噪声环境, 即: $\sigma_{n_k}^2 \gg \sigma_w^2$ 时, 假设 $\sigma_{n_1}^2 = \sigma_{n_2}^2 = \dots = \sigma_{n_k}^2 = \sigma_n^2$, 可以得到公式(3)在用户端接收噪声方差较小情况下系统的容量上限:

$$C' = \frac{1}{2} \log_2 \left(\det \left(\mathbf{I}_M + \left(\sum_{k=1}^K \mathbf{G}_k \mathbf{H}_k \mathbf{F} \right)^H \left(\sum_{k=1}^K \mathbf{G}_k^H \mathbf{G}_k \sigma_n^2 \right)^{-1} \left(\sum_{k=1}^K \mathbf{G}_k \mathbf{H}_k \mathbf{F} \right) P_T \right) \right) \quad (7)$$

公式(4)的上限可以表示为:

$$C' = \frac{1}{2} E \left\{ \sum_{i=1}^M \log_2 \left(1 + \frac{P_T \tilde{\lambda}_i}{\sigma_n^2} \right) \right\}$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{1}{2} \sum_{i=1}^M E \left\{ \log_2 \left(1 + \frac{P_T \tilde{\lambda}_i}{\sigma_n^2} \right) \right\} \\
 &= \frac{1}{2} \int_0^{+\infty} M \log_2 \left(1 + \frac{P_T \tilde{\lambda}_1}{\sigma_n^2} \right) f_{\Lambda}^1(\tilde{\lambda}_1) d\tilde{\lambda}_1 \quad (8)
 \end{aligned}$$

其中, 矩阵 $\tilde{\mathbf{T}}' = \left(\sum_{k=1}^K \mathbf{G}_k \mathbf{H}_k \mathbf{F} \right) \left(\sum_{k=1}^K \mathbf{G}_k^H \mathbf{G}_k \sigma_n^2 \right)^{-1}$

$\left(\sum_{k=1}^K \mathbf{G}_k \mathbf{H}_k \mathbf{F} \right) f_{\Lambda}^1(\tilde{\lambda}_1)$ 是矩阵 $\tilde{\mathbf{T}}$ 特征值 $\tilde{\lambda}_1, \tilde{\lambda}_2, \dots, \tilde{\lambda}_M$

的联合概率分布密度函数 $f_{\Lambda}^M(\tilde{\lambda}_1, \tilde{\lambda}_2, \dots, \tilde{\lambda}_M)$ 关于 $\tilde{\lambda}_1$ 的边缘分布。

当基站、中继和接收端均配备单根天线时, 即:

$M=1$ (7) 式可以简化为:

$$\begin{aligned}
 C_1' &= \frac{1}{2} E \left\{ \log_2 \left(\det \left(1 + \frac{P_T}{\sigma_n^2} \left(\sum_{k=1}^K g_k h_k \right) \right) \right) \right. \\
 &\quad \left. \left(\sum_{k=1}^K g_k h_k f \right) \left(\sum_{k=1}^K g_k h_k f \right) \right\} \quad (9)
 \end{aligned}$$

此时, $\tilde{\mathbf{T}}$ 矩阵简化为一个一元的随机变量, 满足自由度为 1, K 的 t^2 分布, 则其概率分布函数可以表示为:

$$f(t) = \frac{\Gamma((K+1)/2)}{\Gamma(K/2) \times \Gamma(1/2)} K^{-1} |t|^{-\frac{1}{2}} \left| 1 + \frac{t}{K^2} \right|^{-\frac{K+1}{2}} \quad (10)$$

将其代入公式 (8) 可以得到:

$$\begin{aligned}
 C_1' &= \frac{1}{2} E \left\{ \sum_{i=1}^M \log_2 \left(1 + \frac{P_T \tilde{\lambda}_i}{\sigma_n^2} \right) \right\} = \frac{1}{2} \frac{\Gamma((K+1)/2)}{\Gamma(K/2) \Gamma(1/2)} \\
 &\quad K^{-1} \int_0^{+\infty} \log_2 \left(1 + \frac{P_T \tilde{\lambda}_1}{\sigma_n^2} \right) |t|^{-\frac{1}{2}} \left(1 + \frac{\tilde{\lambda}_1}{K^2} \right)^{-\frac{K+1}{2}} d\tilde{\lambda}_1 \quad (11)
 \end{aligned}$$

因为 $\frac{1}{K} \left(1 + \frac{\alpha}{K^2} \right)^{-\frac{K+1}{2}}$ 是 K 的单调递减函数, 所

以 C_1' 的数值随 K 的增加而降低。也就是说在单天线的中继辅助通信系统中, 当用户端接收噪声方差远小于中继端接收噪声方差时, 系统可达的容量上限会随着协作中继数目的增多而下降。

当系统配备多根天线时, 本文用一个服从自由度为 M 和 MK 的多维 F 分布的随机变量近似矩阵 $\tilde{\mathbf{T}}$ 的概率分布。

即: 当辅助通信的中继个数较多时, 矩阵 $\tilde{\mathbf{T}}$ 的概率分布用函数近似表示为:

$$\begin{aligned}
 f(\tilde{\mathbf{T}}) &= \pi^{-M(M-1)} \frac{\Gamma_M((K+1)M/2)}{\Gamma_M(M/2) \Gamma_M(KM/2)} (K)^{(KM^2+KM-M-2)/2} \\
 &\quad \det(\tilde{\mathbf{T}})^{-(KM+M-1)/2} \det(\mathbf{I}_M + K^2 \tilde{\mathbf{T}}^{-1})^{-(K+1)M/2} \quad (12)
 \end{aligned}$$

其中, $\Gamma(\cdot)$ 是 M 维的 gamma 函数, $\Gamma_M(\alpha) = \pi^{m(m-1)/2} \prod_{i=1}^M \Gamma(\alpha - i + 1)$ 。

图 3(a) 中给出了当配备一根和两根天线情况下, 系统遍历容量和协作中继个数之间的关系。这里假设中继端的平均接收信噪比为 20dB, 用户端的平均接收信噪比可以忽略。其中虚线的部分是采用上述的理论分析得到的系统遍历容量(标记为 M. A. proposed), 实线的部分是采用 Monte Carlo 仿真得到的系统遍历容量。从图中可以看出在单天线系统中, 用 t^2 分布来描述系统等效信道响应分布得到的系统遍历容量的理论值和实际系统的遍历容量是相当接近的。而在两根天线的系统中, 用二维的 F 分布来近似系统等效信道响应分布得到的系统遍历容量的理论值, 在协作中继个数比较大的情况下与实际系统的遍历容量较为接近。

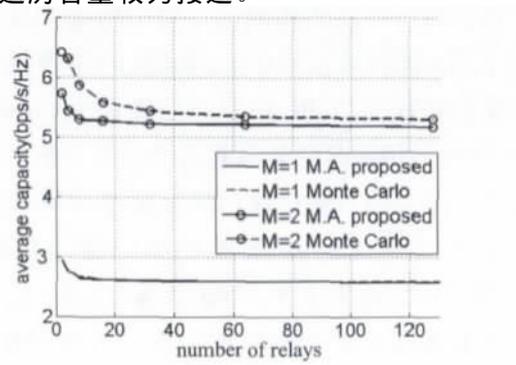


图 3(a) 系统可达容量与协作中继个数关系图

Fig. 3(a) System average capacity vs. number of cooperative relays

理论分析和实验性能仿真说明,协作中继个数的选取对于整个系统而言非常关键。当用户端噪声较小而中继端噪声较大时,多中继的并行传输往往不能带来系统性能的增益,相反地,当用户端噪声环境远小于中继端噪声环境时,系统的传输能力会随着协作中继个数的增加而递减。可以这样解释这个问题:当用户端噪声很小的时候,中继与用户间的通信条件是很好的。此时,若中继端发送的信号是没有误差的,那么用户端可以达到较高的 BER 性能,从而支持高阶的星座调制,达到高速率传输。然而,由于中继端的接收噪声方差比较大,因此中继端转发的信号是含有误差的,虽然多中继的并行传输可以为系统提供空间分集增益,但是当中继端引入一定的传输误差时,多中继的并行传输的优势将具有不确定性。系统一方面享受着多中继的并行传输带来的空间分集,另一方面也承受着中继端传输误差对系统整体性能的影响。当后者的影响占据主导地位时,越多中继参与传输则意味着更大的传输误差。

B. 中继端接收噪声方差较小的情况

仍然从公式(3)出发,由于假设中继端接收噪声方差远小于用户端接收噪声方差,即: $\sigma_{n_k}^2 \ll \sigma_w^2$, 则公式(3)可以近似为:

$$C^* = \frac{1}{2} \log_2 \left(\det \left(\mathbf{I}_M + \left(\sum_{k=1}^K \mathbf{G}_k \mathbf{H}_k \mathbf{F} \right) \left(\sum_{k=1}^K \mathbf{G}_k \mathbf{H}_k \mathbf{F} \right)^H P_T \sigma_w^{-2} \right) \right) \quad (13)$$

对于给定的 \mathbf{H}_k 和 \mathbf{F} , $\sum_{k=1}^K \mathbf{G}_k \mathbf{H}_k \mathbf{F}$ 是 $\mathbf{G}_1, \mathbf{G}_2, \dots, \mathbf{G}_K$ 的线性组合,因此仍然是高斯过程。此时,对于这个 $M \times M$ 的中继辅助通信系统容量上限的求解类似一个传统点对点 $M \times M$ 多天线通信系统容量问题的求解 [6]。

$$\tilde{\mathbf{T}}_1 = \frac{\left(\sum_{k=1}^K \mathbf{G}_k \mathbf{H}_k \mathbf{F} \right) \left(\sum_{k=1}^K \mathbf{G}_k \mathbf{H}_k \mathbf{F} \right)^H}{K}$$

是一个自由度为 M 的中心 Wishart 分布,其概率分布函数为:

$$f(\tilde{\mathbf{T}}_1) = \frac{1}{2^{M^2/2} \Gamma_M(M)} \exp \left\{ \text{trace} \left(-\frac{1}{2} \tilde{\mathbf{T}}_1 \right) \right\} (\det(\tilde{\mathbf{T}}_1))^{-1/2} \quad (14)$$

由矩阵特征值概率分布与矩阵概率分布的关系可以得到 $\tilde{\mathbf{T}}_1$ 矩阵特征值 $\tilde{\lambda}_{11}, \tilde{\lambda}_{12}, \dots, \tilde{\lambda}_{1M}$ 的联合概率分布:

$$f(\tilde{\lambda}_{11}, \tilde{\lambda}_{12}, \dots, \tilde{\lambda}_{1M}) = \frac{\pi^{M^2/2}}{M! 2^{M^2/2} \Gamma_M(M/2)} \exp \left(\sum_{i=1}^M (-\tilde{\lambda}_{1i}) \right) \left(\prod_{i=1}^M \tilde{\lambda}_{1i} \right)^{-1/2} \prod_{i \neq j} |\tilde{\lambda}_{1i} - \tilde{\lambda}_{1j}| \quad (15)$$

通过公式(15)可以得到 λ_{11} 的边缘概率分布:

$$f_{\lambda}(\tilde{\lambda}_{11}) = \int_0^{+\infty} \int_0^{+\infty} \dots \int_0^{+\infty} f_{\Lambda}(\tilde{\lambda}_{11}, \tilde{\lambda}_{12}, \dots, \tilde{\lambda}_{1M}) d\tilde{\lambda}_{12} \dots d\tilde{\lambda}_{1M} \quad (16)$$

所以:

$$C^* = \frac{1}{2} E \left\{ \sum_{i=1}^M \log_2 \left(1 + \frac{K P_T |\tilde{\lambda}_{1i}|}{\sigma_w^2} \right) \right\} = \frac{M}{2} \int_0^{+\infty} \log_2 \left(1 + \frac{K P_T |\tilde{\lambda}_{11}|}{\sigma_w^2} \right) f_{\lambda}(\tilde{\lambda}_{11}) d\tilde{\lambda}_{11} \quad (17)$$

由于 $f_{\lambda}(\tilde{\lambda}_{11})$ 与参数 K 无关,所以,系统容量 C^* 随着协作中继个数的增加而增加。这说明,若协作中继个数比较多,当中继端接收噪声方差远小于用户端接收噪声方差时,系统传输容量的上限与协作中继个数 K 呈单调递增的关系,如图 3(b) 所示。

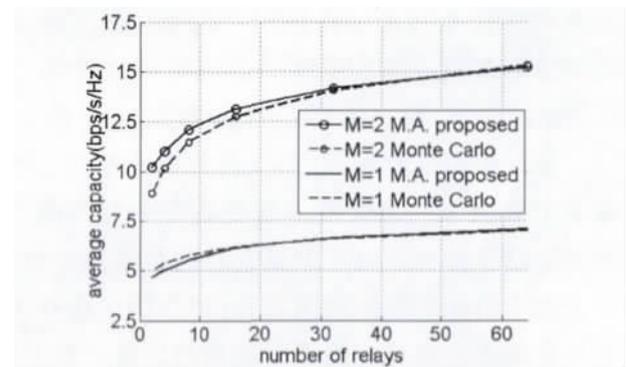


图 3(b) 系统可达容量与协作中继个数关系图

Fig. 3(b) System average capacity vs. number of cooperative relays

从式(13)可以看出,当中继端接收噪声方差远小于用户端接收噪声方差时,多中继辅助多天线通信系统可以等效为一个传统点对点的 MIMO 通信系

统,两者在传输容量上具有类似的特性。由于多中继辅助通信系统中等效信道响应矩阵的特征值与传统点对点通信系统信道响应矩阵的特征值呈 K 倍的关系(这里的 K 是协作中继的个数),因此相应系统的传输容量与协作中继的个数呈对数增长的关系。

4 基于数据流的中继选择和预编码策略

上文对系统容量的分析表明,在多中继辅助的两跳通信系统中,中继协作对系统性能的影响是双重的。一方面,中继选择可以提供分集增益,带来系统性能的提升;另一方面,中继在转发过程中也会引入额外的噪声,严重时还会产生误码扩散,造成系统性能的瓶颈。

在一个支持多天线的多中继辅助通信系统中,系统可以支持多路数据流的传输。假设系统可以支持的最大并行数据流个数为 M ,那么,这 M 路数据流可以由多中继中的某一个中继转发,也可以由多个中继同时转发。本节针对上文分析的两种信道环境,提出了两种不同的中继选择策略,并设计了对应的预编码方案。

A. 中继端接收信噪比较大的情况:

由于中继端的接收信噪比远大于用户端的接收信噪比,所以中继与用户间的通信链路将对系统的整体性能起决定性作用。仍考虑图 1 所示的中继辅助通信系统,假设协作的中继个数为 K ,基站、中继、用户端均配备 M 根天线。那么,对于每一个中继而言,可以支持的最大并行数据流的个数为 M 。系统可以根据每个中继与用户间的信道条件决定每个中继支持的数据流个数。对于独立的多路数据流而言,它们将依次选择 M 条具有最大信道增益的子信道进行传输。例如:第 m 路数据流选择了第 k_1 个中继的第 k_2 个子信道进行传输,则等效于将第 m 路数据流原本分散在 K 个中继上的发射功率集中到第 k_1 个中继上进行发射。

上文的研究表明,当中继端接收信噪比较大

时,引入多个中继可以进一步挖掘分集增益,改善系统性能。因此,选择多个中继参与通信。在不同的准则下,中继选择与优化的结果是不同的,复杂度也存在差异。

在中继端接收信噪比较大的情况下,本文设计了发送策略:由接收端根据其本身与每个中继间的通信环境,选择信道条件最好的 M 路子信道完成数据传输,其数学描述可以表示为:

$$\Phi = \arg \max_{\lambda_k^m \in \Lambda} \{ \lambda_k^m (G_k G_k^H) \quad k = 1, 2, \dots, K; m = 1, 2, \dots, M \} \quad (18)$$

需要指出,由于多路数据的传输选择了不同的子信道,而这些子信道可能属于同一个中继也可能属于不同的中继,因此,有些中继可能会支持多个数据流的传输,有些中继可能只支持单路数据流的传输,有些中继可能不传输数据。这是由中继与用户端之间的信道条件所决定的,中继与用户间信道条件相对越好,支持的数据流越多。

B. 中继端接收信噪比较小的情况:

上文关于容量的分析表明,当中继端接收信噪比较小时,由于中继在接收和转发的过程中会引入额外的噪声,因此,盲目地增加中继的个数并不能改善系统的传输性能。相反地,不适当地引入多中继转发数据,可能反而因为某几个中继处于恶劣的通信环境中引起系统整体性能的下降。此时,可以选择一个或几个信噪比较高的中继,由这一组中继完成信号的转发。其数学描述可以表示为:

$$\Phi = \arg \max_k \{ SNR_k > \varepsilon \quad k = 1, 2, \dots, K \} \quad (19)$$

这里的 ε 是选取的门限值。门限值的选取会间接影响系统性能的好坏。如果门限值选取的过小,可能导致一些通信环境较差的中继也被选入,用于数据的转发。由于这些中继可能在数据转发的过程中引入较高的噪声,因此,反而可能造成接收噪声的放大,影响系统误码率性能。而如果门限值选取的较大,将排斥较多的中继,只引入较少的中继用于数据的转发,那么,由多中继所带来的分集增益降低了。

为了进一步简化系统复杂度,本文设计了一

种单中继的选择方案: 在一组候选的中继中选择一个接收信噪比最大的中继, 并由这一个中继完成信号的传输。仅选择单中继的方案既降低了由于选择多个中继的不确定性所带来的系统复杂度的增加, 又可以节省资源。由于只有一个中继需要发送信号, 因此, 其他的中继此时可以关机或处于休眠状态, 降低系统整体功耗, 实现绿色通信。

C. 仿真试验和性能分析:

图 4 中给出了三种不同系统(单中继辅助通信系统(NRS)、单中继选择通信系统(SRS)和多中继选择通信系统(MRS))的误比特率性能比较。其中, 单中继辅助通信系统(NRS)是指仅有一个中继参与转发, 即: 如图 1 中, $K=1$ 的情况; 单中继选择通信系统(SRS)是指有多个中继可以参与数据的转发, 且系统选择一个接收信噪比最大的中继完成数据的转发; 多中继选择通信系统(MRS)是指有多个中继可以参与数据的转发, 且系统选择多个中继完成数据的转发, 每一个中继上仅转发一路数据流。

图 4 中分别描述了当基站与中继端固定, 用户端以 30km/h 的平均速率缓慢移动的情况下系统误比特率性能随用户端接收信噪比变化曲线。系统采用 OFDM 调制并配备多根天线, 如图中分别用实线和虚线代表系统配备 2 根和 4 根天线的通信环境。为了保证比较的公平性, 2 根天线的通信环境中, 每根天线上的信号采用 QPSK 调制, 而在 4 根天线的通信环境中, 每根天线上的信号采用 BPSK 调制。具有中继选择的通信策略中, 假设系统配备的中继数为 6。图 4(a) 和 (b) 分别给出了多个中继端接收信噪比在 -5dB 至 10dB 以及 0dB 至 10dB 内随机分布两种情况下三种不同的通信策略对应的系统性能曲线。

从图 4(a) 中可以看出, 当用户端接收信噪比较小, 选择多个中继完成数据的转发可以利用分集增益获得相对较高的系统误比特率性能。随着用户端接收信噪比的增加, 由于中继端接收信噪比较低, 因此会对系统的整体性能造成瓶颈。在配

备 4 根天线的系统中, 当用户端接收信噪比高于 4dB 时, SRS 系统将获得更好的系统性能, 同样的情况出现在 2 天线系统, 用户端接收信噪比高于 0dB 的情况。虽然 SRS 系统和 NRS 系统都是仅引入了一个中继进行数据的转发, 但是 NRS 系统相对于 SRS 没有进行中继选择, 因此 SRS 能获得一定的性能增益。

比较图 4(b) 和图 4(a) 可以看出, 由于中继端的信噪比提高了, 因此系统整体的误码率性能也提升了。随着用户端接收信噪比的增加, 中继端低信噪比造成的系统性能瓶颈随之体现, 从图中可以看出, 当中继端接收信噪比在 0dB 至 10dB 内随机分布时, 当用户端信噪比大于 8dB 时, 瓶颈效应较为明显。值得注意的是, 在配备 4 根天线的中继辅助系统中, 单中继选择(SRS)方案在仿真所提供的用户端接收信噪比变化范围内并没有出现系统性能瓶颈。

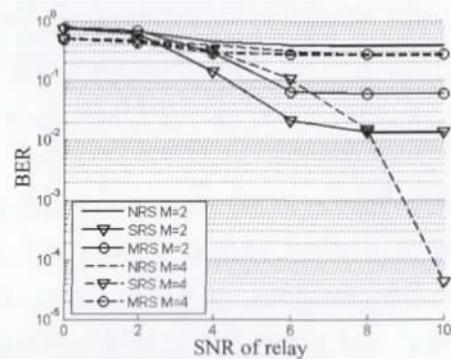


图 4(a) 系统误符号率性能

Fig. 4(a) System performance of SER

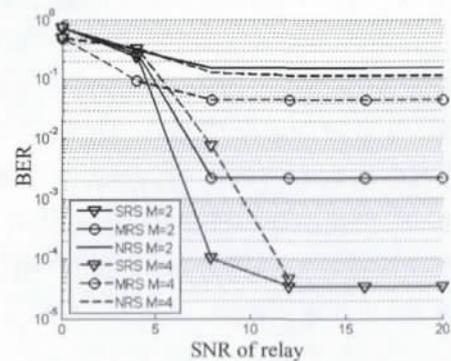


图 4(b) 系统误符号率性能

Fig. 4(b) System performance of SER

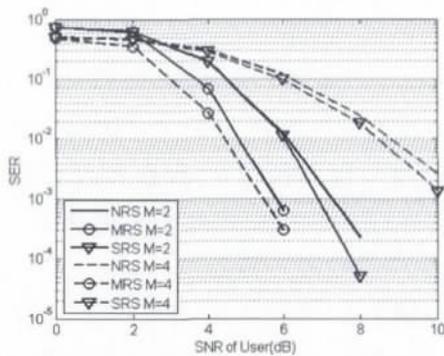


图 4(c) 系统误符号率性能

Fig. 4(c) System performance of SER

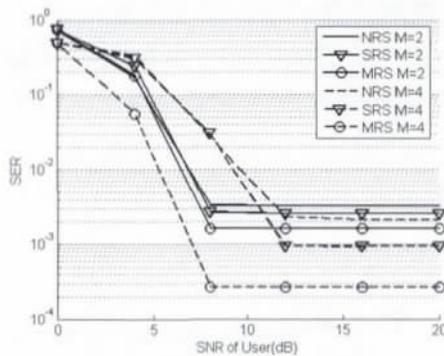


图 4(d) 系统误符号率性能

Fig. 4(d) System performance of SER

图 4(c) 和图 4(d) 分别给出了多个中继端接收信噪比为 10dB 和 5dB 的情况下三种不同的通信策略对应的系统性能曲线。从图中可以看出, MRS 系统性能优于 SRS 系统性能。这是因为多个中继端接收信噪比相同, 不存在由于引入某个恶劣通信环境的中继而造成系统性能的恶化。图 4(c)、图 4(d) 说明, 当多中继接收信噪比相差不大时, 多中继转发引入的分集增益起到了改善系统性能的作用。需要指出: 图 4(c) 的仿真图中没有出现系统性能瓶颈, 这是因为多个中继端的接收信噪比为 10dB, 而用户端仿真所提供的信噪比变化范围为 0dB 至 10dB, 因此不存在瓶颈效应。在图 4(d) 中, 多个中继端的接收信噪比为 5dB, 当用户端信噪比大于 8dB 时, 出现瓶颈效应。

5 结论

基于多中继协作的通信网络是下一代移动通

信的热门技术。在不明显改变网络拓扑结构的情况下, 有效提高信号覆盖范围、提高功率利用率被认为是中继辅助通信系统的优势之一。在现有小区结构中安放固定中继站被认为是一种行之有效的方法。由于中继站的特殊性, 将其视为一个传统意义上的用户是不合理的。由于信道条件的差异、通信容量要求的提高, 传统点对多点或点对点的通信系统的描述对基站与中继站间的通信变得无所适从, 必须使用新的信道描述和通信方式来实现基站与中继站间的通信。

本文将多中继辅助通信系统建模为一个特殊的两跳通信系统: 基站与中继站间的通信信道条件已知、中继站与用户间的信道满足高斯分布的两跳通信环境, 并给出了两种不同环境下系统性能与协助中继个数间的关系。研究表明: 当用户端接收噪声方差远小于中继端接收噪声方差时, 协作中继个数的增加并不能给系统带来性能的增益, 相反地, 系统的传输容量会随着协作中继个数的增加而降低。而当中继端接收噪声方差远小于用户端接收噪声方差时, 协作中继个数的增加对系统传输容量的提高而言是有利的, 此时系统的传输容量会随着协作中继个数的增加呈对数关系增长。

基于上述的分析, 本文针对不同的通信环境分别给出了具体的中继选择策略。仿真试验表明: 当中继端接收噪声方差远小于用户端接收噪声方差时, 为了支持多路(M 路) 数据流的传输, 在 K 个中继中 ($K > M$) 选择接收信噪比最高的 M 个中继, 并行地依次由这些中继分别完成一路数据流的传输可以利用多中继空间分集提高系统传输性能。而当用户端接收噪声方差远小于中继端接收噪声方差时, 选择接收信噪比最高的一个中继, 并由这一个中继同时完成 M 路数据的放大转发可以获得更好的误码率性能, 此时, 系统的性能增益主要来自于多中继的选择分集。

参考文献

- [1] van der Meulen E. C., Three terminal communication

- channels, *Advanced Applied Probability*, Sept. 1971, 3(5): 120-154.
- [2] Thomas M. Cover and El Gamal A. A., Capacity theorems for the relay channel, *IEEE Trans. on Inf. Theory*, Sept. 1979 25(5): 572-584.
- [3] Host-Madsen A. and Zhang J., Capacity bounds and power allocation for wireless relay channels, *IEEE Trans. on Inf. Theory*, June. 2005 51(6): 2020-2040.
- [4] Bolcskei H., Nabar R. U., Oyman O. et al. Capacity scaling laws in MIMO relay networks. *IEEE Trans. on Wireless Comm.*, June. 2006 5(6): 1433-1442.
- [5] 韩玉洁, 杨绿溪; MIMO 多中继辅助通信中基于最优功率分配的路由选择算法 [J]. *信号处理*, 2010, 26(1): 80-85.
HAN Yu-Jie., YANG Lu-Xi., Routing Selection Algorithm with Optimal Power Allocation For MIMO Relay Cooperation Networks [J]. *Signal Processing.*, 2010, 26(1): 80-85. (in Chinese)
- [6] Li, Q., Zhang, Q. et al.; Optimal Relay Selection and Beamforming in MIMO Cognitive Multi-Relay Networks, *IEEE Communications Letters.*, vol. PP, no. 99, 2013, pp. 1-4.
- [7] 陈建白, 郑宝玉, 褚御芝, 池新生, 认知无线网络中次用户的一种协作传输策略 [J]. *信号处理*, 2012, 28(10): 1432-1438.
- CHEN Jian-Bai., ZHENG Bao-Yu., CHU Yu-Zhi., CHI Xin-Sheng., A Cooperative Transmission Scheme of Secondary User in Cognitive Radio Networks [J]. *Signal Processing.*, 2012, 28(10): 1432-1438. (in Chinese)
- [8] Peng M., Liang D., Wei Y. et al., Self-configuration and self-optimization in LTE-advanced heterogeneous networks, *IEEE Communications Magazine*, 2013, 51(5): 36-45.
- [9] Edelman A., Eigenvalues and condition numbers of random matrices, Ph. D. dissertation, Massachusetts Institute of Technology, May. 1989.

作者简介

俞菲 女, 1980年6月生, 江苏南京。东南大学信息科学与工程学院 博士, 讲师, 主要从事通信中的信号处理技术研究, 中继系统, 异构网络。E-mail: yufei@seu.edu.cn

胡莹 女, 1981年8月生, 江苏常州。江苏科技大学 硕士, 讲师, 在读博士, 主要从事绿色通信系统中的能效优化研究。E-mail: huying@seu.edu.cn

巴特尔 男, 1978年11月生, 内蒙古。东南大学信息科学与工程学院 硕士, 讲师, 在读博士, 主要从事通信系统研究, 系统实现, 下一代无线通信中的关键技术研究。E-mail: bateer@seu.edu.cn

杨绿溪 男, 1964年8月生, 安徽。东南大学信息科学与工程学院 博士, 教授, 博士生导师, 主要从事信号处理技术, 阵列信号处理, 通信信号处理技术研究。E-mail: lxyang@seu.edu.cn