

## 机会分布式空时编码研究

张 鹏,王芙蓉,徐争光

(华中科技大学 电子与信息工程系,武汉 430074)

(zhangpeng\_hust@gmail.com)

**摘 要:**协作分集技术能够在慢衰落无线环境中提供显著的性能增益。在现有的各种协作分集协议中,分布式空时编码是最有代表性的协作协议。但是由于其复杂性较高,实用性的分布式空时编码的研究仍然面临着很大的挑战。提出了一种新颖的基于机会的分布式空时编码协议,不仅复杂度低,而且可以获取和分布式空时编码协议接近的性能。还针对如何根据中继节点的空间分布进行协作协议选择的问题进行了分析。

**关键词:**协作分集;分布式空时编码;机会中继

**中图分类号:** TN915 **文献标志码:** A

## Research on opportunistic distributed space-time coding

ZHANG Peng, WANG Fu-rong, XU Zheng-guang

(Department of Electronics and Information Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan Hubei 430074, China)

**Abstract:** Cooperative diversity can provide dramatic gains in slow fading wireless environments. In all the cooperative diversity protocols, Distributed Space-Time Coding (DSTC) is the most representative. Due to its complexity, the practical distributed space-time coding is still a big challenge. In this paper, the authors introduced a novel cooperative diversity protocol: Opportunistic Distributed Space-Time Coding (ODSTC), which could achieve the performance similar to distributed space-time coding, with lower complexity. In addition, the principle to select DSTC or ODSTC was analyzed based on the distribution of relay nodes.

**Key words:** cooperative diversity; distributed space-time coding; opportunistic relaying

### 0 引言

无线信道的衰落特性是阻碍信道容量增加和服务质量改善的主要原因之一。分集是抑制信道衰落的一种较为简单有效的方法。MIMO (multi-input multi-output) 技术可以采用分集技术应对衰落,提高传输的可靠性,所以是下一代无线通信的必选技术之一<sup>[1]</sup>。但是 MIMO 技术要求同一设备上的天线之间的距离最少为  $\lambda/2$ ,  $\lambda$  为传输信号的波长。以通常采用的 2.4 GHz 的频段为例,两根天线之间的距离至少为 6.125 cm,这在很多情况下是不经济和不可行的,尤其是对于尺寸较小,功能单一的节点更是如此。而虚拟 MIMO 技术,又称协作分集技术可以很好地解决这一问题。在协作分集技术中,具有单根天线的源节点与多个中继节点共享彼此的天线,组成虚拟 MIMO,共同向目的节点发送数据,可以达到接近 MIMO 系统的性能,所以受到了越来越多研究者的关注。

在各种协作分集的协议当中<sup>[2]</sup>,由于分布式空时编码协议(Distributed Space-Time Coding, DSTC)<sup>[3]</sup>在获取满分集增益的同时可以取得较高的频率利用率,所以得到了更多的关注。但是在使用分布式空时编码时,由于中继节点的个数并不固定,而且可能会随着节点的移动而发生变化,实现的复杂度很高,所以实用性的分布式空时编码的研究仍然是具有挑战性的一个问题。Bletsas 提出了一种机会中继(Opportunistic Relaying, OR)的协作协议<sup>[4]</sup>。在机会中继协议中,只有无线信道条件最好的一个中继节点协助源节点进行数据传输。机

会中继协议不仅可以获取和分布式空时编码协议一样的可靠性,而且不需要了解无线网络的拓扑结构,所以也引起了研究者的浓厚兴趣<sup>[5-7]</sup>。但是只有当最优中继节点的信道条件特别好的时候,机会中继才能够体现出其性能优势。但也正是由于对最优中继节点的信道条件要求过于苛刻,“机会”并不容易被满足。而本文的研究吸取了分布式空时编码和机会中继两种协议各自的优点,提出了机会分布式空时编码协议。在机会分布式空时编码协议中,可以根据信道的实际情况选择不同个数的中继节点。如果有一个条件特别好的中继节点,那么机会分布式空时编码协议就“退化”成了机会中继协议;而如果所有中继节点的信道条件都类似,没有任何“机会”可以利用,机会分布式空时编码协议也就“扩展”成分布式空时编码协议。

大多数关于协作分集的研究都假定所有的节点受到总功率恒定这一条件的限制。但是文献[8]率先提出采用各个节点单独的功率限制更为合理。因为通常源节点和中继节点在空间上是分离的,各自具有不同的电源供给。在我们的研究中,也假定各个节点受限于各自独立的功率。另外,我们采用较为通用的最大互信息量为主要的评价指标,来比较分布式空时编码和机会分布式空时编码两种协议。需要说明的是,尽管两种协议涉及不同个数的中继节点,消耗的总功率和实现的复杂度也不尽相同,但是本文并不把复杂度和功率消耗作为比较两种协议的评价指标,而是将重点放在研究中继节点的空间分布如何影响协作协议的选择这一问题上。

收稿日期:2009-02-24;修回日期:2009-03-30。 基金项目:国家自然科学基金资助项目(60572047)。

作者简介:张鹏(1976-),男,河南开封人,博士研究生,主要研究方向:协作通信、无线资源管理;王芙蓉(1966-),女,山西太原人,教授,博士生导师,主要研究方向:下一代移动通信网、移动性管理、通信软件;徐争光(1981-),男,湖北武汉人,博士研究生,主要研究方向:通信信号处理。

在本文的研究中,我们假定多个中继节点均匀且相互独立地分布于一个半径为  $R$  的圆周区域内,而源节点位于圆周区域的圆心,且与目的节点的距离为  $L$ 。我们借用了几何分析的方法,结合了信息论的相关分析原理,提出了哪种协作协议可以获得更大的互信息量和  $R/L$  的取值有着密切的关系。 $R/L$  的取值存在着两个重要的边界值:下边界和上边界。如果  $R/L$  的取值低于下边界,则分布式空时编码协议通常可以获得较大的最大互信息量;而如果  $R/L$  的取值大于上边界,那么采用机会分布式空时编码协议往往可以获取相对较大的最大互信息量。

## 1 系统模型

假设在无线网络中,源节点  $s$  可以在周围  $m$  个潜在中继节点的协助下发送数据给目的节点  $d$ 。中继节点  $r_i (i \in \{1, 2, \dots, m\})$ , 在以源节点  $s$  为圆心,距离  $R$  为半径的圆形区域内服从均匀分布。源节点  $s$  与目的节点  $d$  之间的距离为  $L$ 。由于文献[9]研究结论指出:在无线传感器网络中,为了达到最大的覆盖效果同时保持一定的连通性,传感器节点一定是服从均匀分布的。所以,我们假设中继节点服从均匀分布是合理的。另外,在我们的网络拓扑中,将源节点放置于圆心位置只是为了描述方便。即使源节点不在圆心的位置,只要源节点与均匀分布的中继节点之间都能够可靠通信也一样能够满足要求。另外,文献[10]详细讨论了当中继节点分布在源节点周围时,中继节点可以正确地解码源节点的发送数据。在我们的研究中,也借鉴这一结论,对研究的问题进行适当的简化,即所有中继节点可以无差错地解码源节点的数据。

另外,我们还做出如下假定:1) 所有节点都采用最大发送功率  $P$  发送数据,这样保证了获得的互信息量就是最大互信息量;2) 所有节点之间的信道为慢衰落信道,即在每一次数据传输过程中,无线信道条件不会发生变化;3) 无论源和目的节点间有无直接链路,分析过程都基本相同,所以我们仅考虑源和目的节点之间没有直接链路的情况。

协作分集技术包括两个阶段:广播阶段和协作阶段。无论是分布式空时编码协议还是机会分布式空时编码协议,在协作分集的广播阶段并无不同:源节点向周围的中继节点广播要发送的数据,如图1所示。

而在协作阶段,两种协议就存在着显著的差别了。如图2所示,在分布式空时编码协议中,所有  $m$  个中继节点采用分布式空时编码集中向目的节点  $d$  发送数据<sup>[3]</sup>。

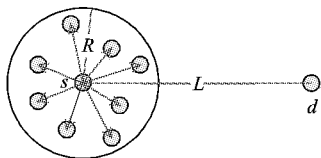


图1 两种协作分集协议的广播阶段

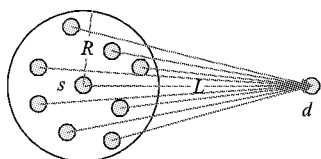


图2 空时编码协议的协作阶段

此时目的节点的接收信号可以表示为:

$$y_d = \sum_{i=1}^m \sqrt{P} h_{r_i d} x_{r_i} + z_d \quad (1)$$

而在机会分布式空时编码协议中,尽管依据前面的假设,所有  $m$  个中继节点都能够正确地解码源节点的发送数据,但是我们假设只有其中  $n$  个信道条件较好的中继节点参与协作。 $n$  可以是大于1小于  $m$  的任意值,可以根据信道的实际情况发生变化,如图3所示(图中表示了  $n = 2$  的情况)。

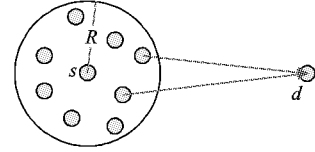


图3 机会分布式空时编码的协作阶段

此时目的节点的接收信号可以表示为:

$$y_d = \sum_{i=1}^n \sqrt{P} h_{r_i d} x_{r_i} + z_d; 1 < n < m \quad (2)$$

在式(1)(2)中,信道增益  $h_{r_i d}$  包含了  $r_i$  和  $d$  之间路径损失、阴影和频率非选择性衰落等因素对数据传输的影响。 $h_{r_i d}$  满足均值为零、方差为  $\sigma_{r_i d}^2$  的循环对称复高斯分布<sup>[1]</sup>,  $|h_{r_i d}|$  服从瑞利分布。 $z_d$  代表了目的节点  $d$  处的高斯白噪声。

## 2 基于中继节点空间分布的协议选择

无论对于哪种协作协议,它们的最大互信息量都可以表示为:

$$\min\{I_1, I_2\} \quad (3)$$

$I_1$  表示在广播阶段可以获取的最大互信息量,而  $I_2$  表示在协作阶段可以获取的最大互信息量。由于我们假设所有源节点周围的中继节点可以无差错地解码源节点的发送数据。所以  $\min\{I_1, I_2\}$  的值可以等效为  $I_2$ <sup>[1]</sup>。

在分布式空时编码协议中,其最大互信息量可以由式(4)来表示<sup>[3]</sup>,由于整个过程分为广播阶段和协作阶段,而只有协作阶段真正向目的节点传送了有效数据,所以前面的系数  $1/2$  表示有效传输的时间占整个时间的一半:

$$I_2^{\text{DSTC}} = \frac{1}{2} \log \left( 1 + \frac{2}{m+1} \sum_{i=1}^m \frac{P}{\sigma_n^2} |h_{r_i d}|^2 \right) \quad (4)$$

而在机会分布式空时编码协议中,由于只有信道条件较好的  $n$  个中继节点发送数据,其最大互信息量可以由式(5)来决定:

$$I_2^{\text{ODSTC}} = \frac{1}{2} \log \left( 1 + \frac{2}{n+1} \sum_{i=1}^n \frac{P}{\sigma_n^2} |h_{r_i d}|^2 \right) \quad (5)$$

如果假设分布式空时编码协议的最大互信息量大于机会分布式空时编码协议的最大互信息量,可以得到式(6):

$$\begin{aligned} I_2^{\text{DSTC}} > I_2^{\text{ODSTC}} &\Rightarrow \\ \frac{1}{2} \log \left( 1 + \frac{2}{m+1} \sum_{i=1}^m \frac{P}{\sigma_n^2} |h_{r_i d}|^2 \right) &> \\ \frac{1}{2} \log \left( 1 + \frac{2}{n+1} \sum_{i=1}^n \frac{P}{\sigma_n^2} |h_{r_i d}|^2 \right) &\Rightarrow \\ \frac{1}{2} \log \left( 1 + \frac{2}{m+1} \sum_{i=1}^m \frac{P}{\sigma_n^2} \sigma_{r_i d}^2 \right) &> \\ \frac{1}{2} \log \left( 1 + \frac{2}{n+1} \sum_{i=1}^n \frac{P}{\sigma_n^2} \sigma_{r_i d}^2 \right) & \end{aligned} \quad (6)$$

由于无线链路的衰落特性,瞬时的信道条件  $|h_{r_i d}|^2$  几乎是不可能得到的。因此,在上式中,借用信道服从瑞利分布的性质,用平均信道增益  $\sigma_{r_i d}^2$  来代替  $|h_{r_i d}|^2$ 。此外,与大多数文献类似,只考虑大尺径衰落下的路径损耗,而暂时忽略阴影效

应和由于多径衰落所引起的小尺径衰落效应。因此,假定平均的信道增益与发送和接收点的距离成负指数关系,如  $\sigma_{r_{id}}^2 = C/d_{r_{id}}^\alpha$  表示中继  $r_i$  和目的  $d$  的距离,  $\alpha$  表示路径衰落系数,  $C$  为常数。将  $\sigma_{r_{id}}^2 = C/d_{r_{id}}^\alpha$  带入式(6),可以得到:

$$I_2^{\text{DSTC}} > I_2^{\text{ODSTC}} \Rightarrow \frac{1}{2} \ln \left( 1 + \frac{2}{m+1} \sum_{i=1}^m \frac{P}{\sigma_n^2} \frac{C}{d_{r_{id}}^\alpha} \right) > \frac{1}{2} \ln \left( 1 + \frac{2}{n+1} \sum_{i=1}^n \frac{P}{\sigma_n^2} \frac{C}{d_{r_{id}}^\alpha} \right) \quad (7)$$

为了求解问题,我们做出等效假设:  $m$  个均匀分布在源节点周围圆形区域内的中继节点可以等效为均匀分布在以源节点为圆心、 $R_{\text{equi}}$  为半径的圆周上。图4表示了  $m$  的取值为8的情况。其中,  $r_1$  的相位用  $\theta$  来表示,  $R_{\text{equi}}$  代表等效半径。由于  $m$  个中继均匀地分布在整个圆周上,  $\theta$  在区间  $[-\pi/m, \pi/m]$  变化。这种等效方法简化了下面的推导过程。

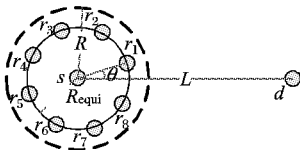


图4 等效拓扑结构

$$I_2^{\text{DSTC}} = \frac{1}{2} \ln \left( 1 + \frac{2}{m+1} \sum_{i=1}^m \frac{P}{\sigma_n^2} \frac{C}{\sqrt{(L - R_{\text{equi}} * \cos(\theta + (i-1) * \frac{2\pi}{m}))^2 + (R_{\text{equi}} * \sin(\theta + (i-1) * \frac{2\pi}{m}))^2}^\alpha} \right) = \frac{1}{2} \ln \left( 1 + \frac{2}{m+1} \sum_{i=1}^m \frac{P}{\sigma_n^2} \frac{C}{\sqrt{L^2 - 2 * L * \frac{2}{3} R * \cos(\theta + (i-1) * \frac{2\pi}{m}) + (\frac{2}{3} R)^2}^\alpha} \right) \quad (9)$$

$$I_2^{\text{ODSTC}} = \frac{1}{2} \ln \left( 1 + \frac{2}{n+1} \sum_{i=1}^n \frac{P}{\sigma_n^2} \frac{C}{\sqrt{(L - R_{\text{equi}} * \cos(\theta + (-1)^{(i-1)} * \lfloor \frac{i}{2} \rfloor * \frac{2\pi}{m}))^2 + (R_{\text{equi}} * \sin(\theta + (-1)^{(i-1)} * \lfloor \frac{i}{2} \rfloor * \frac{2\pi}{m}))^2}^\alpha} \right) = \frac{1}{2} \ln \left( 1 + \frac{2}{n+1} \sum_{i=1}^n \frac{P}{\sigma_n^2} \frac{C}{\sqrt{L^2 - 2 * L * \frac{2}{3} R * \cos(\theta + (-1)^{(i-1)} * \lfloor \frac{i}{2} \rfloor * \frac{2\pi}{m}) + (\frac{2}{3} R)^2}^\alpha} \right) \quad (10)$$

式(9)是否大于式(10)取决于  $m, n, \alpha, \theta, R$  和  $L$  的取值。由于我们的研究重点在于  $R$  和  $L$ , 不失一般性, 假定中继节点的个数  $m = 8, n = 2$ , 路径损耗参数  $\alpha = 3$ , 发送功率  $P$  为  $0.5 \text{ W}$ , 参数  $C$  取值为经验值  $7 \times 10^{-4}$ 。  $L$  的取值为  $50 \text{ m}$ , 而  $R$  的取值在  $1 \sim 25 \text{ m}$  之间变化。图5显示了当  $\theta$  等于  $0$ , 且  $R$  在  $1 \sim 25 \text{ m}$  之间变化时,  $I_2^{\text{DSTC}}$  和  $I_2^{\text{ODSTC}}$  的大小关系。在图5中, 曲线  $I_2^{\text{DSTC}}$  和  $I_2^{\text{ODSTC}}$  的交点表示分布式空时编码协议和机会分布式空时编码协议具有相等的最大互信息量时对应的  $R/L$  的取值  $0.179$ 。当  $R/L$  小于  $0.179$  时, 采用分布式空时编码可以获得更大的最大互信息量; 反之, 如果  $R/L$  大于  $0.179$ , 采用机会分布式空时编码可以获得更大的最大互信息量。

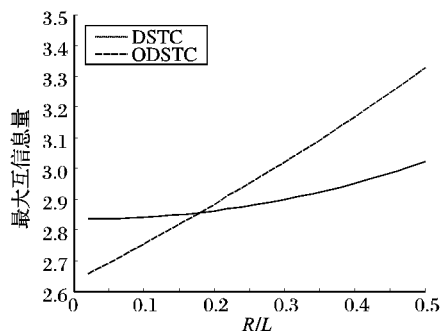


图5 两种编码协议的最大互信息量

$R_{\text{equi}}$  的值可以由式(8)来计算:

$$R_{\text{equi}} = \iint_{\Omega} \sqrt{x^2 + y^2} f(x, y) dx dy \quad (8)$$

$\Omega$  代表以源节点为圆心、半径为  $R$  的圆周区域。令  $0 \leq r \leq R$ , 且  $x = r \cos \theta, y = r \sin \theta$ ,  $f(x, y)$  代表中继节点分布的概率密度函数。因为中继节点在以  $R$  为半径的圆周区域内均匀分布, 所以  $f(x, y) = 1/\pi R^2$ , 将其代入式(8), 可以求出  $R_{\text{equi}} = (2/3) * R$ 。

由于在分布式空时编码协议中, 所有中继节点都参与协作, 所以  $I_2^{\text{DSTC}}$  可以用式(9)来替代。而在机会分布式空时编码协议中, 仅有  $n$  个信道条件最好的节点参与协作。从图4可以看出,  $n$  个信道条件最好的节点的相位可以顺序表示为:

$\theta + (-1)^{(i-1)} * \lfloor i/2 \rfloor * \frac{2\pi}{m}, i \in \{1, \dots, n\}$ 。例如对于  $n = 2$  的情况,  $r_1$  和  $r_8$  就是最适合的两个中继节点, 因为它们和  $d$  之间的空间距离最近, 而且我们重点考虑的是路径损耗。  $r_1$  和  $r_8$  的相位依次为  $\theta$  和  $\theta - \pi/4$ 。此时, 利用几何的知识, 则  $I_2^{\text{ODSTC}}$  可以用式(10)表示。

为了更加清晰地描述, 我们把曲线  $I_2^{\text{DSTC}}$  和  $I_2^{\text{ODSTC}}$  的交点处的  $R/L$  表示为  $R^*/L$ 。图6给出了相位  $\theta$  和  $R^*/L$  的关系。

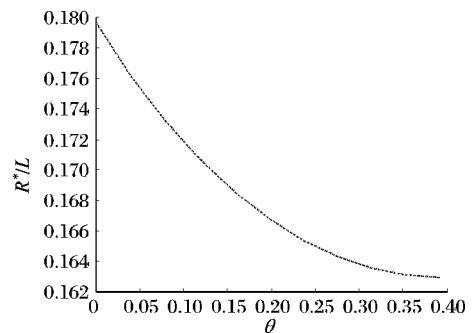


图6  $R^*/L$  的取值随着  $\theta$  的变化规律

从图6可以看到, 随着  $\theta$  在区间  $[0, \pi/8]$  变化时,  $R^*/L$  呈现出单调递减的特性。我们称图6中  $R^*/L$  的最小值  $0.163$  为低边界, 而最大值  $0.179$  为高边界。可以推出以下的结论: 当  $R/L$  的取值小于低边界时, 分布式空时编码协议可以获得较高的最大互信息量; 而如果  $R/L$  的取值大于高边界, 那么机会分布式空时编码协议就可以获取较高的最大互信息量。而对于低边界和高边界之间的区域, 我们的协议选择方案就不能够做出明确的选择了。所幸的是, 低边界和高边界之间的区域往往比较小, 在我们以上的场景中仅 仅只有  $0.015$ , 可以

说在绝大多数的场景中,我们的选择方案都是适用的。

### 3 仿真结果

采用蒙特卡洛仿真来验证上面提出的协作分集协议的选择方案。源节点和目的节点之间的距离  $L = 50$  m,在每次仿真中,中继节点的位置均随机产生,但是服从在以源节点为圆心、 $R$  为半径的圆形区域内的均匀分布。我们采用与第 2 章相同的实验数据:中继节点个数  $m = 8$ ,机会分布式空时编码协议中选定的节点个数  $n = 2$ ,路径衰落系数  $\alpha = 3$ ,  $C = 7 \times 10^{-4}$ ,  $P = 0.5$  W,  $\sigma_n^2 = 10^{-10}$ ,而中继节点的空间分布半径  $R$  在  $1 \sim 25$  m 之间变化。仿真试验共进行了一万次并取其平均值进行分析。仿真结果如图 7 所示。

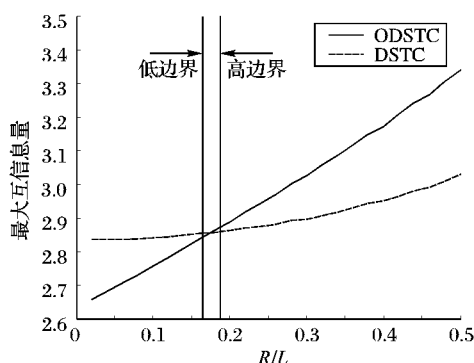


图 7 中继节点数为 8 时仿真结果

仿真结果标志出了上一章计算出的低边界和高边界的位置。显然,仿真结果与我们的分析保持一致:当  $R/L$  的取值小于低边界时,分布式空时编码协议可以获取较高的最大互信息量;而当  $R/L$  的取值大于高边界时,机会分布式空时编码协议可以获取较高的最大互信息量。而且图中的低边界和高边界之间的区域很小,所以在绝大多数情况下都是适用的。所以,  $R$  与  $L$  的比值可以作为分布式空时编码和机会分布式空时编码两种协作分集协议的选择依据。 $R$  与  $L$  的比值越大,机会分布式空时编码协议相对于分布式空时编码协议可以获得更大的最大互信息量,原因在于  $R$  的取值越大,中继节点的分布范围也就越广,就有更大的机会找到更多信道条件更好的中继节点协助源节点进行数据传输。

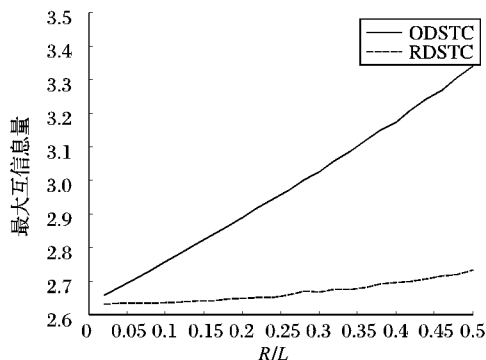


图 8 ODSTC 和 RDSTC 的性能比较

同时,为了证明选择正确的中继节点对机会分布式空时编码的影响,我们又做了以下试验:仿真场景与上面的机会分布式空时编码协议保持一致,唯一的不同在于:完全随机地选择两个中继节点(Randomized Distributed Space-Time Coding, RDSTC)进行数据传输,并与机会分布式空时编码协议进行了

对比。这种随机分布式空时编码可以看作是机会分布式空时编码的一个特例。从如图 8 的仿真结果可以看到,不恰当地选择中继节点会使得机会分布式空时编码的性能显著恶化。

### 4 结语

本文提出了一种基于机会的分布式空时编码协议,可以吸取分布式空时编码和机会中继两种典型协作协议的优点,实现性能和复杂度的折中。而且证明了中继节点的空间分布对协作协议的选择有着直接的影响。

这种基于中继节点空间分布的协作协议选择方法也有比较大的现实意义。比如在蜂窝网络中用于提高传输性能的专用中继设备,它们不存在功率消耗和处理能力不足的问题。一旦中继设备部署完成,就完全可以根据中继设备的空间分布来决定采用那种协作协议更为合适。

#### 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, KHISTI A, REED D P, et al. A simple Cooperative diversity method based on network path selection[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2006, 24(3): 659-672.
- [4] LIZHONG Z, TSE D N C. Diversity and multiplexing: a fundamental tradeoff in multiple-antenna channels[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2003, 49(5): 1073-1096.
- [5] MADAN R, MEHTA N B, MOLISCH A F, et al. Energy-efficient cooperative relaying over fading channels with simple relay selection [C]// Proceedings of GLOBECOM. San Francisco, CA, USA: IEEE, 2006: 1-6.
- [6] BERES E, ADVE R. Selection cooperation in multi-source cooperative networks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2008, 7(1): 118-127.
- [7] CAI J, SHEN X, MARK J W, et al. Semi-distributed user relaying algorithm for amplify-and-forward wireless relay networks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2008, 7(4): 1348-1357.
- [8] LIANG Y, VEERAVALLI V V, POORH V. Resource allocation for wireless fading relay channels: Max-min solution[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2007, 53(10): 3432-3453.
- [9] TSE D, VISWANATH P. Fundamentals of Wireless Communication [M]. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2005.
- [10] BAI XIAOLE, XUAN DONG, YUN ZIQIU, et al. Complete optimal deployment patterns for full-coverage and k-connectivity wireless sensor networks [C]// Proceedings of MobiHoc. New York: ACM, 2008: 401-410.
- [11] SHUGUANG C, GOLDSMITH A J, BAHAI A. Energy-efficiency of MIMO and cooperative MIMO techniques in sensor networks[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2004, 22(6): 1089-1098.