

基于分布式中继选择的自适应协作传输方案

邹玉龙, 郑宝玉

(南京邮电大学信号处理与传输研究院, 江苏南京 210003)

摘 要: 协作分集通过使网络用户共享彼此天线以形成虚拟多天线阵列, 可以显著提高网络容量, 然而针对网络拓扑的动态变化与无线传输的时变特性, 仅靠协作分集并不能十分有效地解决这些问题, 必须结合考虑相应的自适应传输策略. 本文提出动态网络环境中协作中继的最佳选择准则, 在此基础上给出最佳协作中继的分布式选择协议. 根据协作中继与源节点间的无线信道质量, 进一步提出一种自适应协作传输方案, 以有效抵抗多用户网络环境中的无线衰落. 此外, 对自适应协作传输方案的误码性能, 在瑞利衰落信道下进行相应的理论分析, 得到了系统误比特率的解析表达式, 据此给出数值仿真实验以进行性能比较. 结果表明: 相对于传统协作分集而言, 本文提出的自适应协作传输方案获得了进一步的性能增益, 误比特率显著下降.

关键词: 协作分集; 自适应协作; 最佳协作中继; 误比特率

中图分类号: TN929 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2009) 01-0013-08

Adaptive Cooperative Transmission Scheme Based on Distributed Relay Selection

ZOU Yu-long, ZHENG Bao-yu

(Institute of Signal Processing and Transmission, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China)

Abstract: Cooperative diversity could form the virtual multiple antenna array and enlarge the network capacity enormously by sharing the different network users' antennas. However, only adoption of cooperative diversity can not combat the dynamic variation of network topology and the multipath fading of wireless transmission, for which we should employ both the cooperative diversity and the corresponding adaptive transmission strategy. Accordingly, the optimal criteria to select the cooperative relay among all the candidates is proposed in this paper, based on which a distributed relay selection protocol is presented. An adaptive cooperative transmission scheme is further proposed in accordance with the channel quality between cooperative relay and source node. Besides, closed-form expressions of BER (bit error ratio) for the proposed adaptive cooperation scheme is presented over Rayleigh fading channels. Then, numerical simulations are conducted to compare our scheme with the traditional cooperative diversity, showing the merits of the proposed adaptive cooperative diversity in terms of BER.

Key words: cooperative diversity; adaptive cooperation; best cooperative relay; bit error ratio

1 引言

纵观无线通信的整个发展历程, 主要经历了从模拟到数字, 从固定到移动, 从集中式到分布式的过程. 自始至终, 无线信道的多径衰落特性一直以来都是阻碍服务质量改善和信道容量增加的主要原因之一. 基于空间分集思想的 MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) [1] 技术在抗信道多径衰落方面具有明显的优势, 并可以在不增加功率和频谱的前提下大幅度提高信道容量, 已逐渐被新一代无线通信的主流协议所采纳. 然而, 有些无线网络用户终端受限于体积或能量约束等各种条件, 不便于采用多天线技术, 如蜂窝网络的移动终端、传感器网络和

Ad hoc 网络 [2] 等. 为此, 协作分集技术应运而生, 作为近来出现的一种新技术, 已引起国内外同行的关注, 并成为当前无线通信领域一个新的研究热点. 协作分集作为一种虚拟多天线的分集技术, 通过分布式实现并结合一定的编码方式, 可以显著降低网络用户的能耗, 延长网络寿命. 这些优点对于有限能源供电的 Ad hoc 网络 (MANET) 尤其是无线传感器网络具有重要价值.

关于协作分集技术, Sendonaris, Erkip 和 Aazhang [3] 最早研究了协作分集与网络容量和中断概率 (outage probability) 等系统性能的关系, 并给出了在低速及高速 CDMA 传输系统下的实现方案. 接着, Laneman [4] 等深入研究了分集的实现策略, 提出了固定中继、选择中继和

收稿日期: 2007-08-20; 修回日期: 2008-08-25

基金项目: 江苏省自然科学基金重点项目 (No. BK2007729); 江苏省高校自然科学重大基础研究项目 (No. 06KJA51001); 江苏省博士研究生科研创新计划 (No. CX08B. 080Z); 南京邮电大学攀登计划 (No. NY207061); 华为高校科技基金 (No. YICB2008039WL)

增量中继三种策略,其中固定中继包括放大重传(Amplify and Forward)和解码重传方法(Decode and Forward),选择中继和增量中继分别考虑利用了协作用户到发送用户以及接收用户到发送用户的反馈,来动态地调节协作策略.随后,Babarossa^[5]又研究了空时分组码在协作分集中的应用,并且也对系统的中断概率进行了一定分析.与Laneman等工作时间上几乎同时进行的是Hunter和Nosratinia^[6,7]提出的编码协作(coded cooperation)研究,即将信道编码技术应用到协作分集中.除了以上基于编码的协作分集之外,Jerry^[8]则将调制的内容引入到协作分集中,同时结合编码协作分析了系统的误帧率,与非协作的OFDM系统相比,协作的OFDM系统获得了明显的分集增益.与此同时,Han^[9]进一步分析了基于协作发射OFDM系统的能量效率,并且考虑了在最小能量消耗准则下的功率管理问题.

对于协作中继的选择,Bletsas^[10,11]首先将MAC层的机会性中继选择与物理层的协作分集相结合,提出了一种基于网络路径选择的协作分集方案.该方案在MAC层通过机会中继选择,而在物理层利用MAC层选择的中继实现协作分集.在文献[10]提出的方案中,候选中继利用MAC层的RTS/CTS获得源与中继以及中继与目的之间的信道状态信息,并根据不同准则(最小准则或调和平均准则)将这两个信道的信息进行综合,从而获得了一个信道的综合量度.虽然Bletsas在文献[10]中提出了两种中继选择准则,但都并非协作中继选择的最佳准则.本文的创新之处和主要贡献在于:提出最佳协作中继的分布式选择协议,并给出其具体的实现过程;理论上推导基于放大重传和基于解码重传下最佳协作中继的选择准则;提出一种新的自适应协作传输方案,并在瑞利衰落环境下分析相应的误码性能.

本文的主要内容安排如下:首先给出最佳协作中继选择的系统模型,提出一种协作中继的分布式选择协议;接下来,理论上推导基于放大重传和基于解码重传的最佳协作中继选择准则;然后,根据最佳协作中继与源节点间的无线信道质量,提出一种新的自适应协作传输方案,并对系统性能进行理论分析;最后给出自适应协作方案的数值仿真实验,结果表明本文提出的自适应协作传输获得了进一步的性能增益,误比特率显著下降.

2 最佳协作中继选择的分布式实现

2.1 系统模型

这里,考虑含有一个源节点(Source),若干中继构成的候选中继集 C 和一个目的节点(Destination)的无线网络,并且任何一个网络节点都仅配有单根天线,可以同时无线信号的发射和接收,如图1所示.假设无

线网络中任意两用户间的信道衰落都服从瑞利分布,并且任何接收机都附有均值为零和单边功率谱密度为 N_0 的复高斯白噪声.

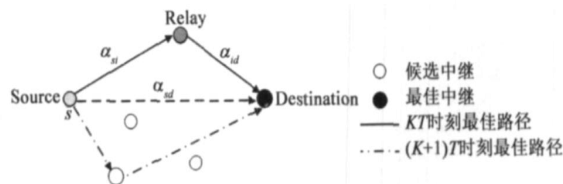


图1 最佳协作中继选择的系统模型

不失一般性,假设源节点在第 k 个符号周期 $[(k-1)T, kT]$ 内的发射信号的等效低通形式为 $s_i[t - (k-1)T]$,其中 $s_i[t - (k-1)T] = S(t)$,并且 N 元信号集 $S(t)$ 中的信号元素等概分布.假设所有时间和频率是严格同步和准确,因此候选中继 p_i 和目的终端 d 收到的信号可以表示为,

$$\begin{aligned} r_{si}[t - (k-1)T] &= s_i(k) s_i[t - (k-1)T] \\ &\quad + n_i[t - (k-1)T] \\ r_{sd}[t - (k-1)T] &= s_d(k) s_i[t - (k-1)T] \\ &\quad + n_d[t - (k-1)T] \end{aligned} \quad (1)$$

其中, $s_i(k)$ 和 $s_d(k)$ 分别表示第 k 个符号周期内源节点到候选中继和源节点到目的节点的信道衰落增益. $n_i[t - (k-1)T]$ 和 $n_d[t - (k-1)T]$ 分别为在 $[(k-1)T, kT]$ 时间段内中继和目的端接收到的零均值,功率谱密度 N_0 的复高斯白噪声过程.此处,对本文所采用的信道模型做如下说明:(A1)所有无线移动信道均利用Jakes^[12]模型进行建模,其幅度服从瑞利分布,相位服从在区间 $[0, 2\pi]$ 上的均匀分布.(A2)信道属于时变衰落信道,并且在一个符号周期内信道衰落因子恒定不变.(A3)假定源节点和中继节点到目的节点之间信道衰落的方差分别为 σ_{sd}^2 和 σ_{rd}^2 .(A4)所有网络节点之间的信道在空间上互不相关,即相互统计独立.

2.2 分布式中继选择协议

我们提出的分布式协作中继选择协议需要在传统IEEE802.11 MAC的基础上额外增加PTS(Partner to Send)和V-RTS(Variant Request to Send)控制包,其中,PTS控制包中含有MAC地址域,V-RTS控制包则含有经CRC编码的导频序列,具体实现过程如下所述:

(1)首先,源节点侦听信道状态.如果信道忙碌,源节点则开始等待,直至信道处于空闲.若无线网络采用放大重传作为中继协议,源节点广播RTS帧;若采用解码重传,源节点则广播V-RTS帧.一旦收到RTS或V-RTS包,目的节点将广播CTS(Clear to Send)帧.

(2)Case I(采用放大重传作为中继协议):所有候选中继将根据先后从源节点和目的节点收到的RTS和CTS进行信道估计,以获得源节点到中继和中继到目的

节点之间的信道状态信息. 在估计得到源节点到中继以及中继到目的节点之间的信道状态信息后, 中继节点根据中继选择准则(下一节将详细讨论这一问题), 按照下式计算各自的定时器初值,

$$T_{AF}(i) = f \left[\frac{1}{|_{id}(k+1)|^2 + |_{sd}(k)|^2} + \frac{|_{id}(k+1)|^4}{|_{si}(k)|^2 + (|_{id}(k+1)|^2 + |_{sd}(k)|^2)^2} \right] \quad (2)$$

式中, $f(\cdot)$ 为任意可以保证式(2)在定义域内的函数值始终大于零的递增函数, 例如,

$$T_{AF}(i) = \frac{A_F}{|_{id}(k+1)|^2 + |_{sd}(k)|^2} + \frac{A_F |_{id}(k+1)|^4}{|_{si}(k)|^2 + (|_{id}(k+1)|^2 + |_{sd}(k)|^2)^2}$$

其中, A_F 表示归一化时间常数, 单位一般为毫秒或微秒.

Case II(采用解码重传作为中继协议): 所有候选中继根据收到的 CTS 包估计中继到目的节点间的信道状态信息, 并从 V-RTS 包中解出导频序列以进行 CRC 校验. 如果 CRC 校验成功, 则将该候选中继标记为“较好”中继(preferable candidate), 相应的定时器初值设置为

$$T_{DF}(i) = g \left(\frac{1}{|_{id}(k)|^2} \right) \quad (3)$$

否则, 定时器初值设置成无穷大, 当然实际中一般只需设置为较大的数即可, 其中 $g(\cdot)$ 为任意可以保证式(3)在定义域内的函数值始终大于零的递增函数, 如,

$$T_{DF}(i) = \begin{cases} \frac{D_F}{|_{id}(k)|^2}, & \text{for the preferable candidates} \\ \text{infinity}, & \text{for others} \end{cases}$$

其中, D_F 表示归一化时间常数, 单位一般为毫秒或微秒. 显然, 式(2)和式(3)定义的 $T_{AF}(i)$ 及 $T_{DF}(i)$ 始终都是大于零的正数, 故可以用来作为定时器初值. 同时, 对应于最佳协作中继的定时器初值 $T_{AF}(best)$ 和 $T_{DF}(best)$ 都是所有候选中继中最小的, 换言之, 最佳协作中继的定时器将最先归零. 因此, 最佳中继定时器的初值为,

$$\begin{aligned} T_{AF}(best) &= \min\{T_{AF}(i)\} \\ T_{DF}(best) &= \min\{T_{DF}(i)\}, \quad i \in C \end{aligned} \quad (4)$$

因此, 最佳协作中继的定时器将率先减至零, 之后将广播发送 PTS.

(3) 所有候选中继在收到 PTS 包后, 将各自的定时器清零, 并开始进行退避以免造成冲突. 若源节点收到 PTS 控制包, 源节点将解出 PTS 包中的 MAC 地址域, 开始向最佳协作中继传送数据包. 若源节点在一个 PTS 超时周期内仍未收到 PTS 包, 则采用直传模式, 即直接

向目的节点发送数据包.

(4) 目的节点收到数据包之后, 将发送一个 ACK 应答. 如果源节点一直收不到目的节点的 ACK 应答, 则在一个超时周期后认为本次发送失败, 并启动指数退避算法.

3 最佳协作中继的选择准则

3.1 基于放大重传的最佳协作中继

关于单中继网络中基于放大重传的协作分集, 文献[4]已经做了比较充分地研究, 此处我们则考虑含多个中继的网络场景. 不妨采用误符号率作为协作中继优劣的评价指标, 即误符号率最小的候选中继视为最佳协作中继. 假设源节点在第 k 符号周期内的发射信号为 $s_i[t - (k-1)T]$, 则候选中继 i 进行相干接收后得到的信号表示式如下

$$r_{si}[t - (k-1)T] = |_{si}(k)|^2 s_i[t - (k-1)T] + \star_{si}(k) n_{si}[t - (k-1)T] \quad (5)$$

根据前向放大策略, 候选中继 i 将其接收信号 $r_{si}[t - (k-1)T]$ 乘以 G 倍增益再向目的端进行转发, 因此目的端在第 $k+1$ 符号周期 $[kT, (k+1)T]$ 内相干接收到的信号为

$$r_{id}(t - kT) = G |_{si}(k)|^2 |_{id}(k+1)|^2 s_i[t - (k-1)T] + G \star_{si}(k) |_{id}(k+1)|^2 n_{si}[t - (k-1)T] + \star_{id}(k+1) n_{id}(t - kT) \quad (6)$$

式中, 下标 id 表示从候选中继 i 到目的节点. 与此同时, 通过直传链路, 目的节点收到的另外一份来自源节点的信号拷贝表示如下

$$r_{sd}[t - (k-1)T] = |_{sd}(k)|^2 s_i[t - (k-1)T] + \star_{sd}(k) n_{sd}[t - (k-1)T] \quad (7)$$

利用 MRC 方法对式(6)和式(7)进行合并, 容易得到

$$\begin{aligned} r_d[t - (k-1)T] &= r_{id}(t - kT) + r_{sd}[t - (k-1)T] \\ &= |_{si}(k)|^2 s_i[t - (k-1)T] + n_i(t - kT) \end{aligned} \quad (8)$$

其中

$$\begin{aligned} |_{si}(k) &= [G |_{si}(k)|^2 |_{id}(k+1)|^2 + |_{sd}(k)|^2] \\ n_i(t - kT) &= G \star_{si}(k) |_{id}(k+1)|^2 n_{si}[t - (k-1)T] \\ &\quad + \star_{id}(k+1) n_{id}(t - kT) \\ &\quad + \star_{sd}(k) n_{sd}[t - (k-1)T] \end{aligned} \quad (9)$$

由于 $n_{si}[t - (k-1)T]$, $n_{id}(t - kT)$ 和 $n_{sd}[t - (k-1)T]$ 是零均值和单边功率谱密度 N_0 的复高斯白噪声, 所以经过线性组合得到的 $n_i(t - kT)$ 仍为高斯过程. 同时, 容易求得 $n_i(t - kT)$ 的统计特性如下,

$$\begin{aligned} m_n(t) &= 0; \\ R_n(\cdot) &= [G^2 |_{si}(k)|^2 |_{id}(k+1)|^4 \\ &\quad + |_{id}(k+1)|^2 + |_{sd}(k)|^2] N_0(\cdot) \end{aligned} \quad (11)$$

根据最大似然函数准则, 接收用户在第 $k+1$ 符号周期

内对源节点的发射信号 $s_i[t - (k - 1)T]$ 判决为

$$\delta_i[t - (k - 1)T] = \arg \min_{s_m[t - (k - 1)T]} \int_0^{2\pi} |r_d(t - kT) - i(k) s_m[t - (k - 1)T]|^2 dt \quad (12)$$

不妨假设 PSK 信号集 $S(t)$ 服从等概率分布, 则据式 (12) 可以得到经候选中继 i 传输后目的节点端的误符号率等于

$$P_i = 2Q\left(\sqrt{\frac{2E_s(1 - a)}{N_0}}\right) \quad (13)$$

式中, $\frac{2}{N_0} = R_n(0)$ 如式 (11) 所示, a 为邻近 PSK 信号的互相关系数, 定义如下

$$a = \text{Re}\left\{\frac{1}{2E_s} \int_0^{2\pi} s_i[t - (k - 1)T] s_{i+1}^*[t - (k - 1)T] dt\right\} \quad (14)$$

在给定信号集 $S(t)$ 的情况下, a 也就随之确定了. 同时, $Q(\cdot)$ 又为单调递减函数, 所以只要 $|i(k)|^2 / \frac{2}{N_0}$ 取得最大值, 那么对应的误符号率也将最小, 即相应的候选中继为最佳协作中继. 因此, 基于放大重传策略的最佳协作中继选择准则为

$$\text{BestRelay} = \arg \min_c \left\{ \frac{G^2 |s_i(k)|^2 |i_d(k+1)|^4 + |i_d(k+1)|^2 + |s_d(k)|^2}{[G |s_i(k)|^2 |i_d(k+1)|^2 + |s_d(k)|^2]^2} \right\} \quad (15)$$

式中, C 表示候选中继集合. 由于中继对接收到的信号进行放大重传时通常都需要对转发信号进行能量归一化, 即所有节点都以等能量发射信号. 据式 (5) 可知, 要使得中继信号的发射能量归一化, 中继增益 G 等于 $1/|s_i(k)|^2$, 代入式 (15) 得

$$\text{BestRelay} = \arg \min_c \left\{ \frac{1}{|i_d(k+1)|^2 + |s_d(k)|^2} + \frac{|i_d(k+1)|^4}{(|s_i(k)|^2 (|i_d(k+1)|^2 + |s_d(k)|^2))^2} \right\} \quad (16)$$

由式 (16) 可以看出, 信道状态信息 $s_i(k)$, $i_d(k+1)$ 和 $s_d(k)$ 一旦通过信道估计器获知, 式 (16) 只需经过简单的代数计算. 值得一提的是, 我们提出的式 (16) 同时考虑了直传链路和中继链路, 而文献 [10] 给出的调和平均准则和最小准则都仅仅考虑中继链路, 这也导致其并非最佳协作中继的选择准则.

3.2 基于解码重传的最佳协作中继

据解码重传策略可知, 所有候选中继在转发源节点信息时, 需要对其所接收到的信号进行解码判决. 由此, 我们首先采用 CRC 校验技术来获得“较好”中继, 然后从中挑选最优中继作为协作中继. 关于如何获取“较好”中继, 我们已经在 2.2 小节中进行了相关介绍, 此处就不再

赘述. 本节的重点是怎样从“较好”中继中挑选最优者作为协作中继. 由于“较好”中继对收到的源节点信息 CRC 校验成功, 因此可以近似认为它们对源节点发送的信息能够正确解码判决. 不妨假设源节点的发射信号为 $s_i[t - (k - 1)T]$, 且“较好”中继 i 对其能够正确解码判决, 因此目的节点收到的信号可以表示如下

$$r_d(t - kT) = |i_d(k+1)|^2 s_i[t - (k - 1)T] + i^*(k+1) n_{id}(t - kT) \quad (17)$$

此外, 目的节点通过直传链路还可以收到一份信号拷贝, 如式 (7) 所示. 因此, 对式 (7) 和式 (17) 进行最大比合并得

$$r_d[t - (k - 1)T] = [|i_d(k+1)|^2 + |s_d(k)|^2] s_i[t - (k - 1)T] + i^*(k+1) n_{id}(t - kT) + s_d^*(k) n_{sd}[t - (k - 1)T] \quad (18)$$

显然, 式 (18) 中的噪声项仍服从复高分布, 并且均值和自相关函数求得如下

$$m_i(t) = 0; \quad (19)$$

$$R_i(\tau) = [|i_d(k)|^2 + |s_d(k)|^2] N_0 \delta(\tau)$$

据此, 可以容易求得目的端的误符号率为

$$P_i = 2Q\left[\sqrt{\frac{[|i_d(k)|^2 + |s_d(k)|^2] (1 - a)}{N_0}}\right] \quad (20)$$

其中, 邻近信号的互相关系数 a 在给定信号集 $S(t)$ 时也随之确定, 并且 $Q(\cdot)$ 为单调递减函数, 因此基于解码重传策略的最佳协作中继选择准则为

$$\text{BestRelay} = \arg \max_{i \in P.C.} |i_d(k)|^2 + |s_d(k)|^2 \quad (21)$$

式中, $P.C.$ 表示“较好”中继集合. 此外, 对所有“较好”中继而言, $|s_d(k)|^2$ 都是恒定不变的公共部分. 因此, 式 (21) 可以进一步简化为

$$\text{BestRelay} = \arg \min_{i \in P.C.} \frac{1}{|i_d(k)|^2} \quad (22)$$

4 自适应协作传输方案与性能分析

本节将提出一种基于放大重传的自适应协作传输方案, 并分析瑞利衰落信道下的 BER 性能. 同时, 对基于解码重传的协作传输系统, 我们研究文献 [6] 提出的编码协作方案, 以便和我们提出的自适应协作传输进行性能比较. 首先, 不妨给出非协作传输系统的 BER 性能分析. 显然, 通过直传链路, 目的端对源节点发射信号相干接收后得到

$$r_{sd}[t - (k - 1)T] = |s_d(k)|^2 s_i[t - (k - 1)T] + a s_d^*(k) n_{sd}[t - (k - 1)T] \quad (23)$$

据此, 容易求得相应的瞬时误符号率为

$$P_{N, direct}(|s_d(k)|^2) = 2Q\left[\sqrt{\frac{|s_d(k)|^2 (1 - a)}{N_0}}\right] \quad (24)$$

其中, $s_d(k)$ 为瑞利衰落, 故 $x = \sqrt{2} |s_d(k)| / |s_d|$ 服从

²(2) 分布. 据此, 求得非协作传输系统的平均误比特率为

$$\bar{P}_{b, direct} = \frac{1}{\log_2 N_0} \int_0^\infty Q\left(\sqrt{x(1-a)} \sqrt{sd/2}\right) \exp\left(-\frac{x}{2}\right) dx$$

$$= \frac{1}{\log_2 N_0} \left[1 - \left(1 + \frac{2}{sd(1-a)} \right)^{-\frac{1}{2}} \right] \quad (25)$$

式中, $sd = \frac{2}{sd_s}$ 为源节点到目的节点间的平均信噪比.

4.1 基于放大重传的自适应协作传输方案

根据从源节点到协作中继的无线信道质量, 我们提出一种新的自适应协作传输方案, 如图 2 所示. 首先, 源节点将待发送比特流 b 依次经过星座调制和功率分配, 得到发射符号 s_1 , 并以功率 $Es/2$ 将其广播给协作中继和目的节点. 然后, 协作中继将对源节点的广播信号进行相干接收, 根据其接收信号 s_1 来检测信噪比值, 以此判断源节点到协作中继间的无线信道是否产生中断. 若接收信噪比大于中断判决门限值 (意味着源节点到协作中继的无线信道没有发生中断), 协作中继将其接收信号 s_1 进行中继放大后, 以功率 $Es/2$ 发送给目的节点; 否则, 余下 $Es/2$ 的功率将由源节点自己发射给目的节点. 最后, 目的节点将对收到的两路信号进行最大比合并, 最终通过最大似然判决器得到比特流 b 的估计序列 \hat{b} . 显然, 根据源节点到协作中继间的无线信道是否发生中断, 所提出的自适应协作方案包含两种可能采用的传输策略, 分别使用 $\alpha = 1, 2$ 来表征, 其中, $\alpha = 1$ 表示源节点到协作中继的信道产生中断, $\alpha = 2$ 则表示没有产生中断.

· Case $\alpha = 1$: 对应于源节点到协作中继的无线信道产生中断, 这也意味着相应的信道容量小于数据传输速率, 即

$$C_{sr}(|s_r(k)|^2) = \log_2(1 + |s_r(k)|^2 / s) < R \quad (26)$$

根据上式, 容易求得采用直传模式的概率等于

$$\Pr_{A\&F}(\alpha = 1) = \Pr\{\log_2(1 + |s_r(k)|^2 / s) < R\}$$

$$= 1 - \exp\left[-\frac{2^{R+1} - 2}{sr}\right] \quad (27)$$

式中, $sr = \frac{2}{sr_s}$ 为源节点到协作中继的平均信道信噪比. 由于此时自适应协作传输方案采用的是直传方式, 因此所提自适应协作方案在 $\alpha = 1$ 时的平均误比特率为

$$\bar{P}_{b, A\&F}(\alpha = 2) = \frac{1}{\log_2 N_0} \iint_{(x>0, y>0)} \frac{1}{2} Q\left(\sqrt{(1-a)(x_{sd} + y_{rd})/4}\right) \exp\left(-\frac{x+y}{2}\right) dx dy$$

$$= \frac{1}{\log_2 N_0} \left\{ \frac{1}{2} \left[1 - \left(1 + \frac{4}{(1-a)sd} \right)^{-\frac{1}{2}} \right]^2 \left[2 + \left(1 + \frac{4}{(1-a)sd} \right)^{-\frac{1}{2}} \right], \quad sr = rd \right.$$

$$\left. - \frac{sd}{sd - rd} \left(1 + \frac{4}{(1-a)sd} \right)^{-\frac{1}{2}} - \frac{rd}{rd - sd} \left(1 + \frac{4}{(1-a)rd} \right)^{-\frac{1}{2}}, \quad r_{sd} \neq r_{rd} \right. \quad (34)$$

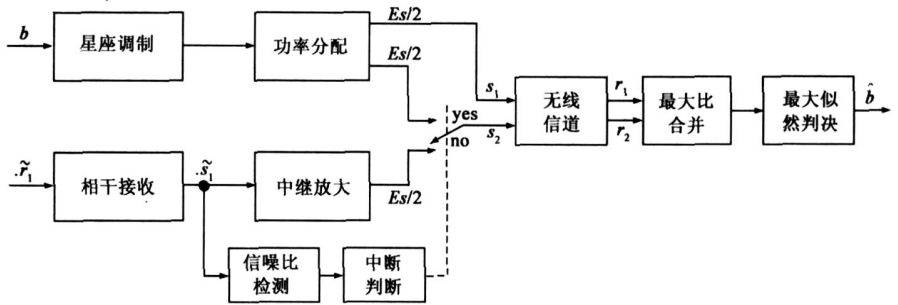


图2 基于放大重传的自适应协作传输方案的实现框图

$$\bar{P}_{b, A\&F}(\alpha = 1) = \bar{P}_{b, direct}$$

$$= \frac{1}{\log_2 N_0} \left[1 - \left(1 + \frac{2}{sd(1-a)} \right)^{-\frac{1}{2}} \right] \quad (28)$$

其中, 参数 $\bar{P}_{b, direct}$ 见式 (25).

· Case $\alpha = 2$: 对应于源节点到协作中继的无线信道未发生中断, 即相应的信道容量大于数据传输速率

$$C_{sr}(|s_r(k)|^2) = \log_2(1 + |s_r(k)|^2 / s) > R \quad (29)$$

因此, 采用协作模式的概率可以求得

$$\Pr_{A\&F}(\alpha = 2) = \Pr\{\log_2(1 + |s_r(k)|^2 / s) > R\}$$

$$= \exp\left[-\frac{2^{R+1} - 2}{sr}\right] \quad (30)$$

在 $\alpha = 2$ 时, 目的节点将接收到来自源节点和协作中继的两份信号拷贝, 并对其最大比合并. 由于 $\alpha = 2$ 对应于源节点到协作中继间的信道质量较好, 因此不妨忽略协作中继端的加性白噪声以便理论分析. 由此, 目的节点进行最大比合并后得到

$$r_d(t - kT) = \frac{1}{\sqrt{2}} [|s_d(k)|^2 + |r_d(k+1)|^2]$$

$$\cdot s_1 [t - (k-1)T] + s_{sd}^*(k) n_{sd} [t - (k-1)T]$$

$$+ r_{rd}^*(k+1) n_{rd}(t - kT) \quad (31)$$

据式 (31) 易得相应的瞬时误符号率为

$$P_{N, A\&F}(|s_d(k)|^2, |r_d(k+1)|^2 / \alpha = 2)$$

$$= 2Q\left[\sqrt{|s_d(k)|^2 + |r_d(k+1)|^2} \sqrt{s(1-a)/2}\right] \quad (32)$$

其中, 参数 $|s_d(k)|^2$ 和 $|r_d(k+1)|^2$ 分别服从方差为 σ_{sd}^2 和 σ_{rd}^2 的瑞利衰落, 并且相互统计独立. 因此, $x = \sqrt{2} |s_d(k)| / \sigma_{sd}$ 和 $y = \sqrt{2} |r_d(k+1)| / \sigma_{rd}$ 均服从 $\chi^2(2)$ 分布, 同时 (x, y) 的联合概率密度函数容易求得如下

$$f(x, y) = \frac{1}{4} \exp\left[-\frac{x+y}{2}\right], \quad x > 0, y > 0 \quad (33)$$

联合式 (32) 和式 (33) 得到协作传输的平均误比特率等于

$$\bar{P}_{b, A\&F}(\alpha = 2) = \frac{1}{\log_2 N_0} \iint_{(x>0, y>0)} \frac{1}{2} Q\left(\sqrt{(1-a)(x_{sd} + y_{rd})/4}\right) \exp\left(-\frac{x+y}{2}\right) dx dy$$

$$= \frac{1}{\log_2 N_0} \left\{ \frac{1}{2} \left[1 - \left(1 + \frac{4}{(1-a)sd} \right)^{-\frac{1}{2}} \right]^2 \left[2 + \left(1 + \frac{4}{(1-a)sd} \right)^{-\frac{1}{2}} \right], \quad sr = rd \right.$$

$$\left. - \frac{sd}{sd - rd} \left(1 + \frac{4}{(1-a)sd} \right)^{-\frac{1}{2}} - \frac{rd}{rd - sd} \left(1 + \frac{4}{(1-a)rd} \right)^{-\frac{1}{2}}, \quad r_{sd} \neq r_{rd} \right. \quad (34)$$

至此,我们可以容易求得自适应协作传输方案的平均误比特率为

$$P_{b,A\&F} = \Pr_{A\&F}(\neq 1) \bar{P}_{b,A\&F}(\neq 1) + \Pr_{A\&F}(\neq 2) \bar{P}_{b,A\&F}(\neq 2) \quad (35)$$

式中, $\Pr_{A\&F}(\neq 1)$, $\bar{P}_{b,A\&F}(\neq 1)$, $\Pr_{A\&F}(\neq 2)$ 和 $\bar{P}_{b,A\&F}(\neq 2)$ 分别参见式(27), 式(28), 式(30)和式(34).

4.2 基于解码重传的编码协作传输方案

本小节将详细阐述编码协作传输方案^[6,7], 首先给出编码协作传输的系统实现框图, 如图3所示. 简单来说, 如果协作中继 CRC 校验成功的话, 余下的 M_2 比特将由协作中继发射; 否则, 全部比特信息都将由源节点自身发送给目的节点. 与上一小节提出的自适应协作传输方案相比, 编码协作方案采用了 CRC 校验器而非信噪比检测器来自动选取直传模式和协作模式, 并且目的节点使用了 Viterbi 译码器, 这也无疑增加了系统的实现复杂度.

如图3所示, 信道编码速率为 $M/(M_1 + M_2)$, 因此相应的发射信号功率和信息传输速率可以分别定义为 $E_s \cdot M/(M_1 + M_2)$ 和 $RM/(M_1 + M_2)$. 同理, 不妨使用 $\neq 1$ 和 $\neq 2$ 来表征编码协作系统中可能采用的直传模式和协作模式.

Case $\neq 1$: 对应于协作中继未能正确解码, 这也意味着源节点采用了直传模式进行数据传输. 从信息论的角度上看, 此时表示源节点到协作中继间的无线信道出现中断, 即

$$C_{sr}(|sr(k)|^2) = \log_2 \left[1 + |sr(k)|^2 \frac{M}{M_1 + M_2} \right] < \frac{M}{M_1 + M_2} R \quad (36)$$

据此, 编码协作系统采用直传模式的概率等于

$$\Pr_{D\&F}(\neq 1) = \left[1 - \exp \left[- \frac{2^{RM/(M_1 + M_2)} - 1}{sr} \cdot \frac{M_1 + M_2}{M} \right] \right] \quad (37)$$

由于所有的 $M_1 + M_2$ 比特信息都由源节点直接发送给目的节点, 因此相应的平均误比特求得如下

$$\bar{P}_{b,D\&F}(\neq 1) = \frac{1}{\log_2 N} \left[1 - \left(1 + \frac{2}{sd(1-a)} \cdot \frac{M_1 + M_2}{M} \right)^{-\frac{1}{2}} \right] \quad (38)$$

Case $\neq 2$: 对应于协作中继正确解码, 即

$$C_{sr}(|sr(k)|^2) = \log_2 \left[1 + |sr(k)|^2 \frac{M}{M_1 + M_2} \right] > \frac{M}{M_1 + M_2} R \quad (39)$$

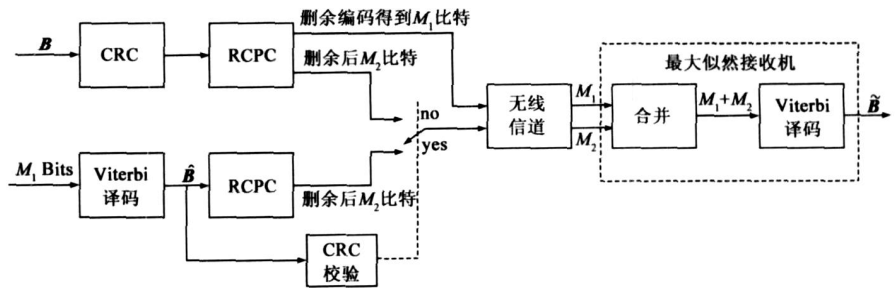


图3 编码协作传输方案的实现框图

因此, 系统采用协作传输模式的概率等于

$$\Pr_{D\&F}(\neq 2) = \Pr \left\{ \log_2 \left[1 + |sr(k)|^2 \frac{M}{M_1 + M_2} \right] > \frac{M}{M_1 + M_2} R \right\} = \exp \left[- \frac{2^{RM/(M_1 + M_2)} - 1}{sr} \cdot \frac{M_1 + M_2}{M} \right] \quad (40)$$

此外, 目的节点对源节点和中继节点的发送信号进行相干接收后可以表示为

$$r_{sd}[t - (n-1)T] = |sd(k)|^2 \sqrt{\frac{M}{M_1 + M_2}} s_m[t - (n-1)T] + s_{sd}^*(k) n_{sd}[t - (n-1)T],$$

$$r_{rd}[t - (k-1)T] = |rd(k)|^2 \sqrt{\frac{M}{M_1 + M_2}} s_l[t - (n-1)T] + s_{rd}^*(k) n_{rd}[t - (n-1)T] \quad (41)$$

显然, 据式(41)求得两段链路上的平均误比特率分别为

$$\bar{P}_{b, sd} = \frac{1}{\log_2 N} \left[1 - \left(1 + \frac{2}{sd(1-a)} \cdot \frac{M_1 + M_2}{M} \right)^{-\frac{1}{2}} \right],$$

$$\bar{P}_{b, rd} = \frac{1}{\log_2 N} \left[1 - \left(1 + \frac{2}{rd(1-a)} \cdot \frac{M_1 + M_2}{M} \right)^{-\frac{1}{2}} \right] \quad (42)$$

由于接收端需要对源节点发送的 M_1 比特信息和协作中继发送的 M_2 比特信息进行合并, 然后再一起进行完整的 Viterbi 译码. 因此, 接收端的误比特率需要对 $\bar{P}_{b, sd}$ 和 $\bar{P}_{b, rd}$ 进行加权平均, 即

$$\bar{P}_{b,D\&F}(\neq 2) = \frac{M_1}{M_1 + M_2} \bar{P}_{b, sd} + \frac{M_2}{M_1 + M_2} \bar{P}_{b, rd} \quad (43)$$

其中, $\bar{P}_{b, sd}$ 和 $\bar{P}_{b, rd}$ 参见式(42). 因此, 我们可以容易求得编码协作传输方案的平均误比特率等于

$$\bar{P}_{b,D\&F} = \Pr_{D\&F}(\neq 1) \bar{P}_{b,D\&F}(\neq 1) + \Pr_{D\&F}(\neq 2) \bar{P}_{b,D\&F}(\neq 2) \quad (44)$$

式中, $\Pr_{D\&F}(\neq 1)$, $\bar{P}_{b,D\&F}(\neq 1)$, $\Pr_{D\&F}(\neq 2)$ 和 $\bar{P}_{b,D\&F}(\neq 2)$ 分别参见式(37), 式(38), 式(40)和式(43). 不失一般性, 假设卷积码的最短序列距离为 d_m , 并且发送序列是一个全零序列. 由于差错路径与接收序列的汉明距离小于正确路径(全零序列)与接收序列的距离, 若假设差错路径的码重量是 d , 则差错路径的码重量 d , d_m , 同时接收序列的权重的取值范围为 $(d+1)/2 \leq d_r$

d , 因此出现重量为 d 的差错路径的概率为

$$P_{f, D\&F}(d) = \binom{d}{d_r=(d+1)/2} \bar{P}_{b, D\&F}^d (1 - \bar{P}_{b, D\&F})^{d-d_r} \quad (45)$$

同时, 根据式(45)可以得出系统误比特率为

$$P_{b, D\&F} = \sum_{d=d_m}^+ \frac{B_d}{k} \binom{d}{d_r=(d+1)/2} \bar{P}_{b, D\&F}^d (1 - \bar{P}_{b, D\&F})^{d-d_r} \quad (46)$$

式中, B_d 表示所有重量为 d 的差错路径所对应的信息序列的重量之和, 本文采用的 $(3, 1, 2)$ 卷积码的生成多项式矩阵为

$$G_D = \begin{bmatrix} 1 & 1+D & 1+D+D^2 \end{bmatrix} \quad (47)$$

根据此生成多项式矩阵, 进一步得到系统的误比特率为

$$P_{b, D\&F} = 5 \bar{P}_{b, D\&F}^2 + 4 \bar{P}_{b, D\&F}^3 - 3 \bar{P}_{b, D\&F}^4 - 58 \bar{P}_{b, D\&F}^5 + 60 \bar{P}_{b, D\&F}^6 - \frac{40}{3} \bar{P}_{b, D\&F}^7 \quad (48)$$

其中, 参数 $\bar{P}_{b, D\&F}$ 见式(44).

5 数值仿真实验与结果分析

数值仿真实验采用 8PSK 调制, 相应的 PSK 信号表示为 $s_l(t) = g(t)e^{j2\pi m/8}$, 代入式(14)得到邻近信号波形的互相关系数 $a = \cos(2\pi/8)$. 在编码协作传输方案的仿真实验中, 所采用的卷积码删余周期 $M_1 + M_2 = 9$, 其中 $M_1 = M_2 = 7/2$. 简化表述, 这里用 η 表示源节点到协作中继与源节点到目的节点的信噪比之比, 用 μ 表示协作中继到目的节点与源节点到目的节点的信噪比之比.

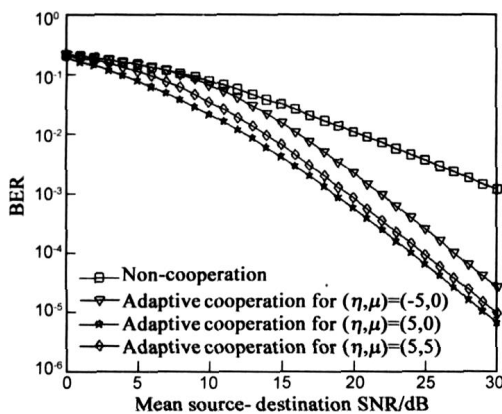


图 4 给出了数据传输速率 $R = 2 \text{ bit/s/Hz}$ 时非协作传输方案与自适应协作传输方案的 BER 性能比较, 图中的几条误码曲线分别对应于 $(\eta, \mu) = (-5, 0)$, $(\eta, \mu) = (5, 0)$ 和 $(\eta, \mu) = (5, 5)$. 从图中容易看出, 自适应协作传输方案的误比特率在整個信噪比取值区域始终小于非协作传输方案, 并且随着中继信道质量的提高, 自适应协作传输方案也随之获得更多的性能增益. 图 5 则给

出了数据传输速率 $R = 2 \text{ bit/s/Hz}$ 时非协作传输方案与编码协作传输方案的 BER 性能比较, 从中容易看出, 在高信噪比区域, 编码协作的 BER 性能明显优于非协作传输方案, 获得了可观的性能增益. 然而, 在低信噪比区域, 编码协作的误比特率却大于非协作传输, 这也说明了编码协作的系统鲁棒性不如我们提出的自适应协作传输方案.

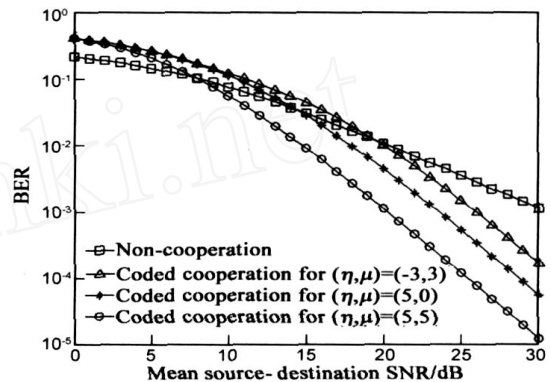


图 5 非协作传输与编码协作传输的 BER 性能比较

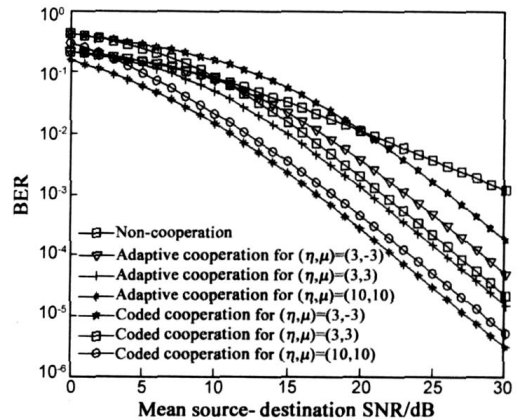


图 6 给出了数据传输速率 $R = 2 \text{ bit/s/Hz}$ 时自适应协作传输方案与编码协作传输方案的 BER 性能比较, 图中的误码曲线分别对应于 $(\eta, \mu) = (3, -3)$, $(\eta, \mu) = (3, 3)$ 和 $(\eta, \mu) = (10, 10)$. 从图 6 中容易看出, 当 $(\eta, \mu) = (3, -3)$ 和 $(\eta, \mu) = (3, 3)$, 编码协作在源节点到目的节点间的信噪比分别小于 20dB 和 10dB 时, 相应的误码性能劣于非协作传输. 然而, 我们提出的自适应协作传输方案在整个信噪比区域都优于非协作传输, 这也间接说明了自适应协作传输要好于编码协作传输. 此外, 相比编码协作, 自适应协作可以获得更多的性能增益, 进一步说明了自适应协作传输方案的优越性. 值得一提的是, 与编码协作方案相比, 自适应协作传输方案的系统实现复杂度更低, 这主要是因为编码协作传输方案使用了复杂度较高的 Viterbi 译码器. 因此, 从系统误码性能和实现复杂度两方面比较, 我们提出的自适应协作传输方案都要优于文献[6]提出的编码协作方

案.

6 结束语

本文基于放大重传和解码重传提出了两种最佳协作中继的选择准则,在此基础上进一步给出了协作中继的分布式选择协议,以实现多用户网络环境下协作中继的最佳选择.同时,根据源节点到协作中继的无线信道质量,提出了一种自适应协作传输方案,并在瑞利衰落环境下分析了所提方案的误码性能,得到了系统误比特率的解析表达式.此外,针对非协作传输、编码协作传输和自适应协作传输三种方案,给了相应的数值仿真实验和性能比较.结果表明,相对编码协作分集而言,本文提出的自适应协作传输方案获得了进一步的性能增益,误比特率显著下降.

参考文献:

- [1] J Choi. Performance analysis for transmit antenna diversity with/ without channel information [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2002, 51(1): 101 - 113.
- [2] T Cover, A E Gamal. Capacity theorems for the relay channel [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1979, 25(5): 572 - 584.
- [3] A Sendonaris, E Erkip, B Aazhang. User cooperation diversity part I: System description [J]. IEEE Transactions on Communications, 2003, 51(39): 1927 - 1937.
- [4] J N Laneman, D N C Tse, G Wornell. Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2004, 50(12): 3062 - 3080.
- [5] S Barbarossa, L Pescosolido, D Ludovici, L Barbetta, G Scutari. Cooperative wireless networks based on distributed space time coding [A]. in Proceeding of International Workshop on Wireless Ad-hoc Networks [C]. Taiwan, China, 2004. 1 - 5.
- [6] T Hunter, A Nosratinia. Diversity through coded cooperation [J], IEEE Transactions on Wireless Communications, 2006, 5(2): 283 - 289.
- [7] T Hunter, S Sanayei, A Nosratinia. Outage analysis of coded cooperation [J], IEEE Transactions on Information Theory, 2006, 52(2): 375 - 391.
- [8] C H L Jerry, A Stefanov. Coded cooperation for OFDM systems [A]. Proceeding of International Conference on Wireless Networks, Communications and Mobile Computing [C]. Montreal, Canada, 2005. 7 - 10.
- [9] Z Han, et al. Energy-efficient cooperative transmission over multiuser OFDM networks: Who helps whom and how to cooperate [A]. IEEE WCNC [C]. New ORLEANS, USA, 2005. 1030 - 1035.
- [10] A Bletsas, A Khisti, D P Reed, A Lippman. A simple cooperative diversity method based on network path selection [J]. IEEE Journal on selected areas in communication, March 2006, 24(3): 659 - 672.
- [11] A Bletsas, D P Reed, A Lippman. A simple distributed method for relay selection in cooperative diversity wireless networks based on reciprocity and channel measurements [A]. in Proceeding of 61st IEEE semiannu Vech Technol Conf [C]. Stockholm, Sweden, May. 30, 2005. 1484 - 1488.
- [12] Jakes W C. Microwave Mobile Communications [M]. New York: Wiley, 1974. 40 - 100.

作者简介:



邹玉龙 男, 1984年出生于江西新干. 南京邮电大学博士研究生, 目前主要研究方向为无线异构 Mesh 网络、协作通信与多无线电技术、以及协作频谱感知。
E-mail: zouyulong198412@126.com



郑宝玉 男, 1945年出生于福建闽侯. 现为南京邮电大学教授、博士生导师, 上海交通大学兼职教授、博士生导师. 中国通信学会通信理论与信号处理专业委员会主任委员、中国电子学会信号处理分会副主任委员、教育部电子信息科学与工程类教学指导委员会副主任、国家自然科学基金信息学科评议组委员. 享受国务院政府特殊津贴, 获国家有突出贡献中青年专家等多项荣誉称号. 目前主要研究方向为智能信号与信息处理、无线网络与通信信号处理、量子信息处理. E-mail: zby@njupt.edu.cn