

一种新的两用户协作分集方案及其性能研究

邹玉龙^① 郑宝玉^① 赵贤敬^②

^①(南京邮电大学信号处理与传输研究院 南京 210003)

^②(中国移动(深圳)有限公司 深圳 518048)

摘要: 该文提出了一种基于信道编码和分布式空时分组码级联下的两用户协作分集方案,并且在准静态的瑞利衰落信道下对此方案的系统容量,中断概率以及误比特率进行了理论推导和系统仿真,分别给出了解析表达式和数值结果。通过将信道编码和空时码引入到协作分集中,系统容量得到显著改善,同时中断概率也明显降低。在协作用户间信道存在噪声的情况下,对卷积码与分布式空时分组码级联下的发射方案进行了性能分析和仿真。仿真结果表明:即使协作用户间的信道存在噪声,该文所提方案在各方面都优于传统协作分集,系统容量明显增大,中断概率及误比特率大大降低。

关键词: 分布式空时分组码; 协作分集; 卷积码; 中断概率

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)07-1557-05

A Novel Two-User Cooperative Diversity Scheme and Performance Analysis

Zou Yu-long^① Zheng Bao-yu^① Zhao Xian-jing^②

^①(Institute of Signal Processing and Transmission, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China)

^②(China Mobile (Shenzhen) Limited, Shenzhen 518048, China)

Abstract: A novel two-user cooperative diversity scheme based on concatenated channel code and distributed space-time block code is proposed in this paper, and the close form expression and numerical results of channel capacity, outage probability and bit error rate for the quasi-static rayleigh fading channels are also presented by theoretical derivation and system simulation. Through integrating with channel coding and space-time coding, system capacity has been greatly enlarged, and the outage probability is distinctly reduced also. The performance analysis and simulation for the transmitted scheme, which is based on concatenated convolution code and distributed space-time block code under the interuser channel is noisy, is carried out exhaustively. Numerical results show that, even though the interuser channel is noisy, the proposed scheme in this paper is better than traditional cooperative diversity in every respect, such as the channel capacity raised obviously, outage probability and bit error rate decreased greatly.

Key words: Distributed space-time block code; Cooperative diversity; Convolution code; Outage probability

1 引言

随着日益增长的多媒体业务,大容量和高速率的移动通信系统越来越受到人们的关注,但是由于移动信道具有的多径衰落和多普勒频移等特性严重阻碍了信道容量的增加和服务质量的改善,因此如何有效地对抗移动信道中的多径衰落一直都是广大研究工作者的热点问题。近年来提出的多输入多输出(MIMO)^[1-3]天线技术,通过在接收端和发射端同时安置多个天线,形成MIMO信道结构,从而充分利用了空间资源,大幅度提高了信道容量。尽管传统多天线传输具有明显的优势,并己逐渐被新一代无线通信系统的主流协议所

采纳,但仍然存在一些问题。具体地讲,现有的多天线都设置在基站端,而移动终端则很难安置多天线。这主要有两方面的原因:一方面,移动终端对体积、质量和功耗的要求远比基站苛刻得多;另一方面,理想的MIMO多天线系统要求相邻天线之间的距离远大于载波波长,并且多个收发天线之间的传输信道必须是独立的,而移动终端由于体积的限制,根本无法做到这一点。

为了克服这个问题,Sendonaris, Erkip 和 Aazhang^[4,5]等人提出了一种新的空间分集技术——协作分集,即通过使网络中各单天线用户共享彼此天线,形成虚拟的多天线阵列来实现发射或接收分集,从而有效地抵抗多径衰落以提高网络性能,并且最早研究了网络容量和中断概率等协作分集系统的性能。接着, Laneman, Tse 和 Wornell^[6]则深入研究了分集的实现策略,提出了固定中继、选择中继和增量中继 3

2006-11-29 收到, 2007-06-11 改回
国家自然科学基金(60372107)和江苏省高校自然科学基金重大基础研究项目(06KJA51001)资助课题

种协作策略。此后, Babarossa^[7]又研究了 Tarokh^[8,9]空时分组码在协作分集中应用, 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^[10-12]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。但是, 所有这些工作并没有将信道编码和空时编码结合起来, 使其一起应用到协作分集中, 本文将信道编码和空时码一并引入到协作分集中, 并且在瑞利衰落信道下分析了系统容量, 中断概率以及误比特率等性能。

2 新的两用户协作分集方案

2.1 系统模型

考虑仅有两个单天线发射用户($U1$ 和 $U2$)和一个单天线的接收终端(d)的无线通信系统, 并且两个协作用户可以同时进行收发信号, 如图1所示。为了便于叙述, 不妨定义 $U1$ 和 $U2$ 在第 k 帧的待发字符向量分别为 $\mathbf{S}_1 = [s_1(1) \ s_1(2) \ \dots \ s_1(N)]$, 及 $\mathbf{S}_2 = [s_2(1) \ s_2(2) \ \dots \ s_2(N)]$, 具体的时隙分配见图2。

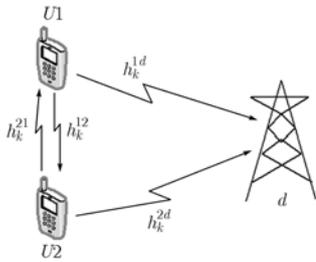


图1 协作分集系统模型

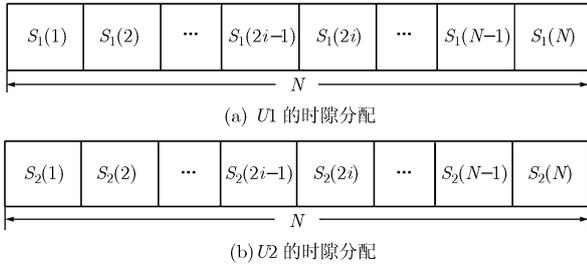


图2

假设所有时间和频率是严格同步和准确, 因此 $U1$ 和 $U2$ 在奇数时隙接收到的信号可以表示为

$$\left. \begin{aligned} r_{12}(2i-1) &= h_{12}(2i-1)s_1(2i-1) + n_{12}(2i-1) \\ r_{21}(2i-1) &= h_{21}(2i-1)s_2(2i-1) + n_{21}(2i-1) \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

其中 $h_{12}(2i-1)$, $h_{21}(2i-1)$ 分别表示奇数时隙 $U1$ 到 $U2$ 和 $U2$ 到 $U1$ 的信道衰落。 $n_{12}(2i-1)$, $n_{21}(2i-1)$ 表示 $U2$ 和 $U1$ 接收到的零均值, 单边功率谱密度为 N_0 的复高斯型噪声。

与此同时, 目的端接收到的信号为

$$r_d(i) = h_{1d}(i)s_1(i) + h_{2d}(i)s_2(i) + n_d(i) \quad (2)$$

式中 $h_{1d}(i)$, $h_{2d}(i)$ 分别表示用户1和用户2到接收天线 d 之间的复衰落信道增益模型, 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。在此, 对本文所采用的信道模型做如下说明: (1)所有信道均利用 Jakes^[13]模型进行建模, 并且信道增益在时间上的相关系数 $\rho = J_0(2\pi f_d T_s)$, 其中 f_d 为最大多普勒频移, T_s 则表示一个符号周期。(2)假设接收端接收到的加性噪声干扰项均服从零均值, 单边功率谱密度为 N_0 的复高斯分布。(3)不同发射天线到接收天线之间的信道在空间上相互独立。(4)假设信道属于对称信道且是准静态的, 即在连续的两个符号周期内信道衰落不变。(5)假设发射端和接收端已知信道状态信息(CSI), 以便进行检测。

2.2 发射机方案与 Viterbi 接收机

图3中, Tx/Rx就是指能够同时进行收发信号的用户天线, DSTBC表示分布式空时分组编码器。图4中的ML-ST解调器指的是基于最大似然空时检测的信号解调设备, 主要用来实现分布式空时译码。下面将简单介绍方案的具体实现过程, 不妨设用户 i 信道编码器的第 k 帧输出码流经星座调制器输出的字符向量为 $\mathbf{B}_i = [b_i(1) \ b_i(2) \ \dots \ b_i(N/2)]$ 。其中, 向量元素 $b_i(l)$ 定义为

$$b_i(l) = \sqrt{E_s} e^{j \frac{2k\pi}{M}}, \quad k = 0, 1, \dots, M-1 \quad (3)$$

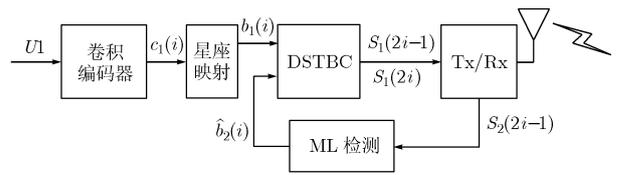


图3 基于信道编码和空时编码级联的发射机框图

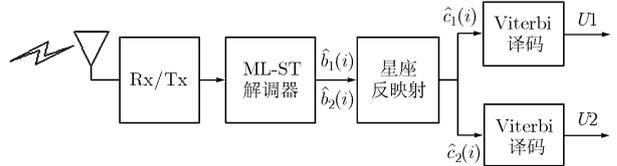


图4 基于ML-ST检测的维特比译码接收机框图

此处, $j = \sqrt{-1}$, E_s 表示信号的发射功率。根据 Alamouti 提出的 2×2 空时编码矩阵, 在奇数 $2i-1$ 时隙, $U1$ 和 $U2$ 以广播的形式分别发射 $b_1(i)$ 和 $b_2(i)$, 即 $s_1(2i-1) = b_1(i)$ 及 $s_2(2i-1) = b_2(i)$, 故目的端的接收信号 $\mathbf{R}_{d,o}$ 可表示为

$$\mathbf{R}_{d,o} = \mathbf{S}_{1,o} \mathbf{H}_{1d,o} + \mathbf{S}_{2,o} \mathbf{H}_{2d,o} + \mathbf{N}_{d,o} \quad (4)$$

式中 $\mathbf{N}_{d,o}$ 表示目的端的均值为零, 单边功率谱为 N_0 的复高斯型噪声向量, 且 $\mathbf{H}_{id,o}(i=1,2)$ 定义如下,

$$\mathbf{H}_{id,o} = \begin{pmatrix} h_{id}(1) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & h_{id}(3) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & h_{id}(N-1) \end{pmatrix} \quad (5)$$

同时, $U1$ 和 $U2$ 接收到的信号分别表示为

$$\mathbf{R}_{21,o} = \mathbf{S}_{2,o} \mathbf{H}_{21,o} + \mathbf{N}_{21,o}, \quad \mathbf{R}_{12,o} = \mathbf{S}_{1,o} \mathbf{H}_{12,o} + \mathbf{N}_{12,o} \quad (6)$$

这里, $\mathbf{H}_{21,o}, \mathbf{H}_{12,o}$ 类似式(5)定义, 表示协作用户间信道在奇数时刻的信道增益。 $U1$ 和 $U2$ 通过相干检测得到对方在奇数时隙的发送信号 $\hat{s}_1(2i-1)$ 和 $\hat{s}_2(2i-1)$, 然后再分别在偶数时隙内转发给目的端, 即 $s_1(2i) = -\hat{s}_2^*(2i-1)$ 及 $s_2(2i) = \hat{s}_1^*(2i-1)$ 。因此, 在偶数时隙内目的端的接收信号为

$$\mathbf{R}_{d,e} = -\hat{\mathbf{S}}_{2,o}^* \mathbf{H}_{1d,e} + \hat{\mathbf{S}}_{1,o}^* \mathbf{H}_{2d,e} + \mathbf{N}_{d,e} \quad (7)$$

其中 $\mathbf{H}_{id,e}(i=1,2)$ 表示在偶数时隙协作用户到目的端的信道增益。为了进一步分析协作用户间解码差错情况对系统性能的影响, 不妨将协作用户 i 的解码结果表示为

$$\hat{\mathbf{S}}_{i,o} = \mathbf{S}_{i,o} \boldsymbol{\theta}_{i,o} \quad (8)$$

显然, 当且仅当 $\boldsymbol{\theta}_{i,o}$ 等于单位阵时表示解码正确, 其他均表示解码错误。将式(8)代入式(7)中, 得到

$$\mathbf{R}_{d,e}^* = \mathbf{S}_{1,o} \boldsymbol{\theta}_{1,o} \mathbf{H}_{2d,e} - \mathbf{S}_{2,o} \boldsymbol{\theta}_{2,o} \mathbf{H}_{1d,e} + \mathbf{N}_{d,e}^* \quad (9)$$

联合式(4)和式(9), 同时定义接收信号矩阵为

$$\mathbf{R}_d = \begin{pmatrix} \mathbf{R}_{d,o} & \mathbf{R}_{d,e}^* \end{pmatrix}^H, \text{ 编码符号矩阵 } \mathbf{S}_o = \begin{pmatrix} \mathbf{S}_{1,o} & \mathbf{S}_{2,o} \end{pmatrix}^H, \text{ 得到}$$

$$\mathbf{R}_d = \mathbf{H}_d \mathbf{S}_o + \mathbf{N}_d \quad (10)$$

根据信道矩阵 \mathbf{H}_d 的正交性, 将 \mathbf{H}_d 的正交阵左乘接收信号矩阵 \mathbf{R}_d , 同时假设协同用户间解码完全正确, 以及信道增益在连续两个符号周期内不变, 则由式(10)可以进一步得到

$$\begin{aligned} \tilde{b}_1(i) &= \left[|h_{1d}(2i-1)|^2 + |h_{2d}(2i)|^2 \right] b_1(i) \\ &+ h_{1d}^*(2i-1)n_d(2i-1) + h_{2d}(2i)n_d^*(2i) \end{aligned} \quad (11)$$

3 系统代价及性能分析

3.1 协作分集系统的实现复杂度

对于传统协作分集系统, 接收机只需对空时分组码进行最大似然译码, 同时空时分组码保留了接收端的线性处理为基础的非常简单的最大似然解码算法, 因而目的接收端的解码复杂度与参加协作的用户数目 N 成正比, 其译码的时间复杂度和空间复杂度分别为

$$\text{Time}(N) = O(N), \quad \text{Space}(N) = O(N + N) \quad (12)$$

由于新的协作分集系统的接收机使用了Viterbi算法进行信号的最大似然检测, 并且Viterbi译码的过程是在树状图或网格图中选择一条路径, 计算出各支路与接收到的信息序列的距离, 并从中选出距离最小的一条支路作为译码输出。因此, 新的协作分集系统的计算复杂度和存储量不但与参加的协作用户的数目 N 有关, 而且还与卷积码的相关参数有关。为了便于表述, 不妨假设系统采用 (m, k, L) 卷积码, 因此新协作分集系统的时间复杂度和空间复杂度分别为

$$\text{Time}(N) = O(2^m LN), \quad \text{Space}(N) = O(2^m LN + N) \quad (13)$$

式中, m 和 k 分别表示卷积码输入码元的数目和输出码元的数目, L 表示卷积码的限制长度。从式(12)和式(13)的比较中可以看出, 虽然新方案的实现复杂度要高于传统协作分集方案, 但是新方案的时间复杂度和空间复杂度与系统规模 N 成线性关系, 因此这样的复杂度对于现有的微处理器是不难实

现的。综上所述, 新的协作分集系统在时间复杂度、空间复杂度都要稍劣于传统协作分集系统, 这主要是因为新方案采用了Viterbi接收机, 但也正因如此, 新方案的系统容量、中断概率及误比特率都大大优于传统方案, 下面将详细分析新的协作分集系统的这些性能。

3.2 协作分集系统的性能分析

本小节将对本文提出的协作分集方案的系统容量, 中断概率, 以及误比特率进行详细的理论推导与分析。由于式(11)中的噪声项都服从均值为零, 功率为 N_0 的复高斯分布, 并且相互独立, 因此可以分别求得信号功率和噪声功率如下:

$$\begin{aligned} S_{\tilde{b}_1(i)} &= \left[|h_{1d}(2i-1)|^2 + |h_{2d}(2i)|^2 \right]^2 E_s, \\ N_{\tilde{b}_1(i)} &= \left[|h_{1d}(2i-1)|^2 + |h_{2d}(2i)|^2 \right] N_0 \end{aligned} \quad (14)$$

若 $\tilde{b}_1(i)$ 是从 M 个MPSK信号中等概地随机抽取出来的符号, 则系统输出信噪比为

$$\gamma_o = \frac{S_{\tilde{b}_1(i)}}{N_{\tilde{b}_1(i)}} = \left[|h_{1d}(2i-1)|^2 + |h_{2d}(2i)|^2 \right] \gamma_s \quad (15)$$

其中 γ_s 表示发射端信号的输出信噪比。由于 h_{id} 都是服从复高斯分布, 其实部和虚部均属于均值为0, 方差等于1/2的正态分布, 并且互不相关, 因此 $2|h_{1d}(2i-1)|^2$ 和 $2|h_{1d}(2i)|^2$ 均属于自由度为2的 χ^2 分布。又因为所有信道之间相互独立, 故 $h = 2|h_{1d}(2i-1)|^2 + 2|h_{1d}(2i)|^2$ 肯定服从自由度为4的 χ^2 分布, 即 h 的概率密度函数为

$$f(h) = \frac{1}{4} h e^{-\frac{h}{2}}, \quad h > 0 \quad (16)$$

根据香农容量的定义式, 容易得到系统容量为

$$\begin{aligned} \bar{I}(\gamma_s) &= \int_0^{+\infty} \log_2[1 + h\gamma_s/2] \frac{h}{4} e^{-\frac{h}{2}} dh \\ &= 1 - \left(1 - \frac{1}{\gamma_s} \right) e^{\frac{1}{\gamma_s}} Ei \left(-\frac{1}{\gamma_s} \right) \end{aligned} \quad (17)$$

此外, 根据中断概率的定义, 即出现信息传输速率大于信道容量的频率大小, 得到系统中断概率为

$$\begin{aligned} P_{\text{out}}(R, \gamma_s) &= P(I(\gamma_s/h) < R) = \int_0^{\frac{2^{R+1}-2}{\gamma_s}} \frac{1}{4} h e^{-\frac{h}{2}} dh \\ &= 1 - \frac{2^R + \gamma_s - 1}{\gamma_s} \exp \left(-\frac{2^R - 1}{\gamma_s} \right) \end{aligned} \quad (19)$$

根据Proakis^[14]在大 M 值和大信噪比情况下, 系统传输MPSK调制信号的近似误比特率公式, 容易得到在瑞利衰落信道下的系统的初始误比特率为

$$\begin{aligned} p_{Me} &= \int_0^{+\infty} \frac{1}{2 \log_2 M} Q \left(\sqrt{h\gamma_s} \sin \frac{\pi}{M} \right) h e^{-\frac{h}{2}} dh \\ &= \frac{1}{2 \log_2(M)} \left[1 - (1 + \beta^2)^{-\frac{1}{2}} \right]^2 \left[2 + (1 + \beta^2)^{-\frac{1}{2}} \right] \end{aligned} \quad (20)$$

其中 M 表示相位调制的阶数, $\beta^{-1} = \sqrt{\gamma_s} \sin(\pi/M)$ 。不失一般性, 假设卷积码的最短序列距离为 d_m , 则差错路径的码重量 $d \geq d_m$, 同时接收序列的权重的取值范围为

$(d+1)/2 \leq d_r \leq d$, 因此可以得出总的差错事件的概率:

$$P_{ef} = \sum_{d=d_m}^{+\infty} A_d \sum_{d_r=(d+1)/2}^d \binom{d}{d_r} p_{Me}^{d_r} (1-p_{Me})^{d-d_r} \quad (21)$$

此处, A_d 表示重量为 d 的差错路径的条数, 相应的系统误比特率为

$$P_{eb} = \sum_{d=d_m}^{+\infty} \frac{B_d}{k} \sum_{d_r=(d+1)/2}^d \binom{d}{d_r} p_{Me}^{d_r} (1-p_{Me})^{d-d_r} \quad (22)$$

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

$$\mathbf{G}_D = [1 \quad 1+D \quad 1+D+D^2] \quad (23)$$

因此, 进一步求得系统的误比特率为

$$P_{eb} = 5p_{Me}^2 + 4p_{Me}^3 - 3p_{Me}^4 - 58p_{Me}^5 + 60p_{Me}^6 - \frac{40}{3}p_{Me}^7 \quad (24)$$

4 系统仿真结果

系统采用 8PSK 星座调制, 所有无线信道的归一化多普勒频移 $f_d T_s = 0.0113$, 即信道增益的时间相关系数 $\rho = 0.99874$, 具体假设见 2.1 节的说明(1)-(5)。此外, 仿真系统中的信道编码是一种速率为 1/3 的(3,1,2)卷积码, 接收端采用基于硬判决的维特比译码器。简化表述, 这里用 η_{12} 表示协作用户间信道上的信噪比与协作用户到接收用户间信道上的信噪比之间的比值。

图 5 给出了 η_{12} 分别等于 0dB, 5dB, 100dB 时, 采用(3,1,2)卷积码和分布式空时分组码级联下的新协作分集方案和仅用分布式空时分组码的传统协作分集系统的容量比较。从图中可以看出, 在 η_{12} 的各种取值下新协作分集方案的系统容量明显大于仅使用了分布式空时分组编码的传统协作分集方案的系统容量, 换言之, 新的协作分集系统与传统协作分集系统相比, 额外获得了明显的纠错增益。图 6 则给出了系统发射端输出信噪比 λ_s 等于 10dB 时, 单天线, 两用户协作分集, 以及两天线系统三者之间中断概率的性能比较。从图中容易看出, 当信息传输速率为零时中断概率也等于零, 同时随着传输速率增大, 中断概率也随之增大, 并最终趋近于 1。这也是符合理论分析的, 因为据容量公式可知, 信道容

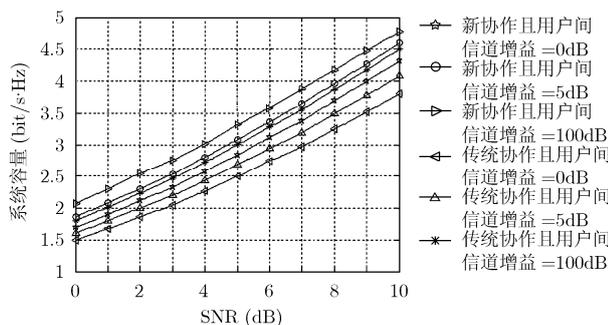


图 5 新协作分集系统与传统协作分集系统的容量

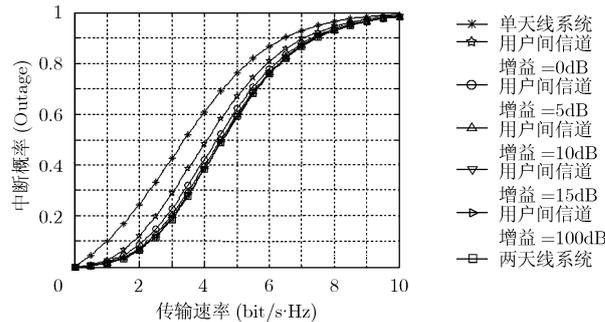


图 6 $\gamma_s = 10\text{dB}$ 时系统的中断概率性能比较

量总是大于 0, 且在信噪比有界的情况下, 容量也是有界的, 所以, 当信息传输速率等于 0 时不可能产生中断, 同时在传输速率趋近无穷大时, 中断事件便逐步接近为必然事件。此外, 图中还可以看出在等信噪比, 等传输速率的情况下, 协作分集系统发生中断的概率总是低于单天线系统, 并且随着 η_{12} 的增大逐渐逼近两天线系统。

图 7 给出了基于(3,1,2)卷积码下单天线, 两用户协作及两天线分集的误码性能比较, 图中几条误码曲线对应的 η_{12} 分别等于 0dB, 5dB, 10dB, 15dB, 20dB, 100dB。可以看出, 在 η_{12} 的不同取值下两用户协作分集的误比特率总是介于单天线系统与两天线分集系统之间, 这也就说明了两用户协作系统获得了分集增益, 且其获得的分集增益要小于两天线分集系统。同时, 随着 η_{12} 的增大, 协作分集系统的误码性能明显得到提高, 当 η_{12} 等于 100dB 时, 其误码性能基本接近两天线分集的情况, 也就是说, 随着协作用户间信道状况的改善获得的分集增益也随之增大, 并且其极限值等于两天线分集所获得的增益大小。图 8 给出了两用户协作分集时, 不同的 η_{12} 下采用卷积编码和分布式空时分组码级联与仅使用分布式空时分组码的系统误比特率比较。容易看出, 在 η_{12} 的各种取值下引入卷积编码的新协作分集系统的误比特率明显低于未采用卷积编码的传统协作分集系统的误比特率, 换句话说, 基于卷积编码和分布式空时分组码级联下的协作分集系统较传统协作分集系统获得了明显的纠错增益。

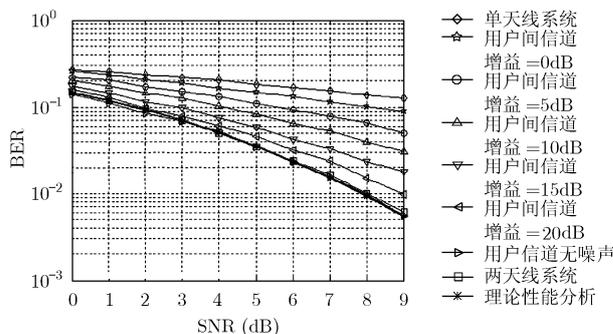


图 7 基于(3,1,2)卷积码下分集系统的性能比较

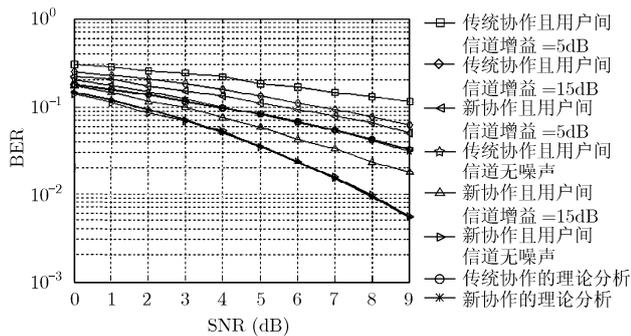


图8 新协作分集与传统协作分集的误比特率比较

5 结束语

本文提出了一种基于信道编码和分布式空时分组码级联方式下两用户协作分集方案,并且在准静态的瑞利衰落信道下对此方案的系统容量,中断概率以及误比特率进行了理论推导和系统仿真,分别给出了解析表达式和数值结果。同时,在系统采用SPSK调制时不同协作用户间信道状况下,给出了方案的系统仿真,结果表明本文所提的协作分集方案在各方面都优于传统协作分集,系统容量明显增大,中断概率及误比特率大大降低,所有这些都和理论分析相吻合。另外,本文只讨论了慢衰落的瑞利信道、系统采用两用户协作发射单天线接收的情况,下一步工作可以考虑快衰落信道或者多用户协作发射多接收天线的情况,并作相应的性能分析。此外,还可以将本文所提的方案应用到无线网络中,即研究协作策略及在Ad hoc网络中通过跨层(网络层、Mac层和物理层)方法实现协作通信。

参考文献

- [1] Goldsmith A, Jafar S A, Jindal N, and Vishwanath S. Capacity limits of MIMO channels. *IEEE Journal on Comm*, 2003, 21(5): 684-702.
- [2] Gowrishankar R, Demirkol M F, and Yun Zhengqing. Adaptive modulation for MIMO systems and throughput evaluation with realistic channel model. International Conference on Wireless Networks, Communications and Mobile Computing, Hawaii, USA, June 2005, 2: 851-856.
- [3] Zheng Jun and Rao B D. LDPC-coded MIMO systems with unknown block fading channels: soft MIMO detector design, channel estimation, and code optimization. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2006, 4(4): 1504-1518.
- [4] Sendonaris A, Erkip E, and Aazhang B. User cooperation diversity part I: System description. *IEEE Trans. on Comm.*, 2003, 51(39): 1927-1937.
- [5] Sendonaris A, Erkip E, and Aazhang B. User cooperation diversity. Part II. Implementation aspects and performance analysis. *IEEE Trans. on Comm.*, 2003, 51(11): 1939-1948.
- [6] Laneman J N, Tse D N C, and Wornell G. Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior. *IEEE Trans. on Inform Theory*, 2004, 50(12): 3062-3080.
- [7] Barbarossa S, Pescosolido L, Ludovici D, Barbetta L, and Scutari G. Cooperative wireless networks based on distributed space time coding. in Proc. International Workshop on Wireless Ad-hoc Networks, Taiwan, China, 2004: 1-5.
- [8] Tarokh V, Jafarkhani H J, and Calderbank A R. Space-time block codes from orthogonal designs [J]. *IEEE Trans. on Inform. Theory*, 1999, 45(7): 1456-1467.
- [9] Tarokh V, Jafarkhani H, and Calderbank A R. The Application of Orthogonal Designs to Wireless Communication [A]. In Proc. IEEE Information Theory Workshop [C], Killarney, Ireland, 1998: 46-47.
- [10] Hunter T and Nosratinia A. Diversity through coded cooperation. *IEEE Trans. on Wireless Communications*, 2006, 5(2): 283-289.
- [11] Hunter T, Sanayei S, and Nosratinia A. Outage analysis of coded cooperation. *IEEE Trans. on Inform. Theory*, 2006, 52(2): 375-391.
- [12] Hunter T, et al. Outage analysis of coded cooperation. *IEEE Trans. on Inform. Theory*, 2006, 52(2): 375-391.
- [13] Jakes W C. Microwave Mobile Communications. New York: Wiley, 1974: 40-100.
- [14] Proakis J G. Digital Communications. Fourth edition, New Jersey: McGraw-Hill, 1995: 681-686.

邹玉龙: 男, 1984年生, 博士生, 目前研究方向为无线异构Mesh网络、协作通信与多无线电技术、以及网络环境感知。
 郑宝玉: 男, 1945年生, 教授, 博士生导师, 通信学会通信理论与信号处理专业委员会主任委员, 全国信号处理学会理事, 主要研究方向为现代通信中的智能信号与信息处理。
 赵贤敬: 男, 1978年生, 博士生, 研究方向为现代通信中的信号与信息处理。