

基于分组压缩的协作中继技术研究

冯强 于宏毅

(解放军信息工程大学信息工程学院 郑州 450002)

摘要 为提升多用户中继系统的传输效率,提出一种基于分组压缩的协作中继技术(CRCP, Cooperative Relaying based on Compressed Packet)。中继节点对每个接收到的分组进行协作编码后发送,减少了分组传输时间,同时可获得分集增益,以降低无线信道衰落的影响。以两跳、多接入模型为例,分析了该技术的频谱效率。结果表明,在高信噪比区域,相对于传统中继方案,CRCP的频谱效率提升了1/3;在中低信噪比区域,相比于非正交复数域网络编码方案,CRCP的频谱效率显著提高。

关键词 中继网络,协作通信,压缩,频谱效率

中图分类号 TN919.3 文献标识码 A

Research on Cooperative Relaying Scheme Based on Compressed Packet

FENG Qiang YU Hong-yi

(Institute of Information Engineering, PLA Information Engineering University, Zhengzhou 450002, China)

Abstract Cooperative Relaying based on Compressed Packet(CRCP) was proposed. The relay nodes encoded and retransmitted the received packet cooperatively. The number of transmitting slot was decreased and diversity gain combated wireless fading effectively. The spectral efficiency was analyzed in two-hop multiple access channels. The results show that at high SNR regimes, CRCP has the higher spectral efficiency compared with the traditional strategies. At low and medium SNR regimes, CRCP has the much better spectral efficiency in contrast with complex field network coded cooperation based on non-orthogonal transmission(CFNCO-NOT) strategies.

Keywords Relay networks, Cooperative communications, Compression, Spectral efficiency

1 引言

协作分集技术^[1,2]通过节点间的协作,以虚拟天线阵的形式获取分集增益,从而减轻信道衰落的影响;网络编码技术^[3]通过在中间节点进行信息合并处理,以提高系统传输效率。它们均具有“多节点参与、通过多次收发完成通信”的特点,因此协作分集技术与网络编码技术自然结合,形成了网络编码协作技术^[4-9]。

现有的关于网络编码协作技术的研究中,文献[4-9]采用二元域上的比特异或运算作为网络编码方式。复数域网络编码^[10]将网络编码运算扩展到复数域,进一步提高了传输效率。然而为获得最大分集增益,中继节点需要目的节点反馈信道状态信息。文献[11]提出了一种基于非正交发送的复数域网络编码协作技术,用以获取最大分集增益不依赖反馈信道,简化了中继节点的处理,但在中低信噪比条件下的频谱效率较低。ARQ机制要求参与网络编码的分组必须全部正确,否则重传,这是频谱效率低的主要原因。

本文提出一种基于分组压缩的协作中继技术(CRCP),中继节点利用复系数加权合并的方式对分组内的数据进行压缩,每个分组的接收与其他分组无关,以提高采用ARQ机制时、中低信噪比条件下的系统频谱效率。文献[12]提出的空

时码设计,虽然发送矩阵在形式上与CRCP相似,但其应用环境为集中式MIMO。本文第2节给出CRCP的方案描述;第3节给出目的节点接收处理和系统频谱效率分析;第4节给出仿真结果与讨论;最后总结全文。

2 系统模型与方案描述

系统模型如图1所示,4个源节点借助两个中继节点组成的节点群接入目的节点,设源节点与目的节点之间无直链路。所有节点均配置单天线,且工作于半双工模式。节点之间的信道系数服从零均值、方差为1的复高斯分布。设信道为准静态衰落,在方案进行的若干时隙内保持不变。接收节点所受噪声为独立同分布、零均值、方差为 N_0 的循环对称复高斯随机变量。假设节点间理想同步,接收端实现理想信道估计。

每个源以相同的调制方式发送相同长度的数据分组。设分组长度为4的整数倍,即 $N=4k, k \in \mathbb{Z}^+$ 。分组传输时间为一个时隙。数据的传输过程由源-中继、中继-目的两跳组成。

传统中继方案(TR)中,第一跳传输过程为:在4个连续时隙内,每个源节点 $S_i, i=1, 2, 3, 4$ 广播各自的分组 $D_i, i=1, 2, 3, 4$,假设中继节点 R_1, R_2 均无差错地接收源节点的数据。第二跳,由指定中继节点依次向目的节点转发 $D_i, i=1,$

到稿日期:2011-01-08 返修日期:2011-03-30 本文受国家自然科学基金项目(60872043),国家863项目(2009AA01Z207)资助。

冯强(1980-),男,博士生,主要研究方向为协作通信、网络编码,E-mail:fengqiang0202@163.com;于宏毅(1963-),男,博士,教授,主要研究方向为通信中的信号处理。

2,3,4。CFNCO-NOT 方案^[11]的第一跳与 TR 方案相同;第二跳,两个中继节点分别对 $D_i (i=1,2,3,4)$ 进行逐符号的复数域线性组合后以协作形式向目的节点发送。

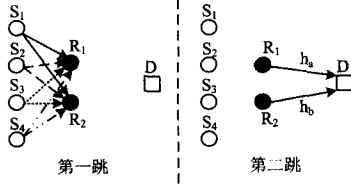


图1 系统模型

CRCP 方案的第一跳与 TR, CFNCO-NOT 方案相同。第二跳, 中继节点 R_1, R_2 对接收数据进行逐符号的复数域线性合并, 然后协作发送。第一跳传输结束后, 在接下来的四分之一时隙内, R_1, R_2 分别发送 $as_{4k+1} + bs_{4k+3}, cs_{4k+2} + ds_{4k+4}$ 。在下一个四分之一时隙内, R_1, R_2 分别发送 $-as_{4k+2} - bs_{4k+4}, cs_{4k+1} + ds_{4k+3}$, 其中 $s_{4k+i}, i=1,2,3,4$ 为分组 D_1 内的单位功率调制符号, (a, b, c, d) 为用于编码的复系数组。分组 $D_{2,3,4}$ 用相同方式传输, 各用二分之一时隙。在中继节点进行分组压缩, 减少了参与编码的分组数量, 降低了系统中低信噪比区域的分组错误概率, 有利于该区域的频谱效率提升。

3 性能分析

3.1 目的节点译码

设每个节点的发送功率为单位功率, 为满足每节点、每符号的发送功率相同, 因而系数应满足以下条件:

$$\begin{aligned} |a|^2 + |b|^2 &= |c|^2 + |d|^2 = 1, |a|^2 = |d|^2, \\ |b|^2 &= |c|^2 \end{aligned} \quad (1)$$

两个中继节点协作发送复数域线性合并的结果, 目的节点收到的信号为:

$$r_{D1} = \sqrt{E_R} h_a (as_1 + bs_3) + \sqrt{E_R} h_b (cs_2 + ds_4) + n_{D1} \quad (2a)$$

$$r_{D2} = -\sqrt{E_R} h_a (as_2^* + bs_4^*) + \sqrt{E_R} h_b (cs_1^* + ds_3^*) + n_{D2} \quad (2b)$$

式中, E_R 为中继节点的发送能量, 假设两个中继节点的发送能量相等, 不同 k 值对应的符号独立发送, 故 $s_{i,k}$ 简写为 s_i 。设目的节点已知复系数组 (a, b, c, d) 。

目的节点进行联合最大似然 (ML) 检测, 即选择令下面欧氏距离 $D(s_1, s_2, s_3, s_4)$ 最小的 (s_1, s_2, s_3, s_4) 作为估计值:

$$\begin{aligned} D(s_1, s_2, s_3, s_4) &= (|r_{D1} - [\sqrt{E_R} h_a (as_1 + bs_3) + \sqrt{E_R} h_b \\ &\quad (cs_2 + ds_4)]|^2 + |r_{D2} - [-\sqrt{E_R} h_a (as_2^* \\ &\quad + bs_4^*) + \sqrt{E_R} h_b (cs_1^* + ds_3^*)]|^2) \end{aligned} \quad (3)$$

当采用的调制星座图中有 M 个星座点时, 最大似然检测需要进行 M^2 次距离计算和 $M^2 - 1$ 次比较。当 M 值较大时, 计算复杂度高。为了降低计算复杂度, 给定 $(s_3^m, s_4^m), m=1, 2, \dots, M, n=1, 2, \dots, M, \text{令}$:

$$\begin{aligned} z_1 &= r_{D1} - (\sqrt{E_R} h_a s_3^m + \sqrt{E_R} h_b s_4^m) \\ &= \sqrt{E_R} h_a s_1 + \sqrt{E_R} h_b s_2 + n_{D1} \end{aligned} \quad (4a)$$

$$\begin{aligned} z_2 &= r_{D2} - (\sqrt{E_R} h_b s_3^m)^* - \sqrt{E_R} h_a (s_4^m)^* \\ &= \sqrt{E_R} h_b s_1^* - \sqrt{E_R} h_a s_2^* + n_{D2} \end{aligned} \quad (4b)$$

对 (s_1, s_2) 进行联合 ML 译码, 即选择令欧氏距离 $D(s_1, s_2, s_3^m, s_4^m)$ 最小的 (s_1, s_2) 作为译码结果, 即:

$$\hat{(s_1, s_2)} = \underset{(s_1, s_2) \in Q}{\operatorname{argmin}} D(s_1, s_2, s_3^m, s_4^m) \quad (5)$$

其中, Q 为包含所有可能 (s_1, s_2) 取值的集合。

将欧氏距离展开、化简。得:

$$\begin{aligned} D(s_1, s_2, s_3^m, s_4^m) &= \sqrt{E_R} |\tilde{s}_1 - s_1|^2 + \sqrt{E_R} |\tilde{s}_2 - s_2|^2 + \\ &\quad [E_R (|ah_a|^2 + |ch_b|^2) - \sqrt{E_R}] \\ &\quad (|s_1|^2 + |s_2|^2) \\ &\quad + (1 - \sqrt{E_R} |ah_a|^2 - \sqrt{E_R} |ch_b|^2) \\ &\quad (|z_1|^2 + |z_2|^2) \end{aligned} \quad (6)$$

式中, $\tilde{s}_1 = a^* h_a^* z_1 + ch_b z_2^*, \tilde{s}_2 = c^* h_b^* z_1 - ah_a z_2^*$ 。

对于确定的 $r_{1,2}$, 当给定 (s_3^m, s_4^m) 时, $z_{1,2}$ 为定值。式 (6) 中, $(1 - \sqrt{E_R} |ah_a|^2 - \sqrt{E_R} |ch_b|^2) (|z_1|^2 + |z_2|^2)$ 为常数, $\sqrt{E_R} |\tilde{s}_1 - s_1|^2 + [E_R (|ah_a|^2 + |ch_b|^2) - \sqrt{E_R}] |s_1|^2$ 和 $\sqrt{E_R} |\tilde{s}_2 - s_2|^2 + [E_R (|ah_a|^2 + |ch_b|^2) - \sqrt{E_R}] |s_2|^2$ 两项分别只与 s_1 和 s_2 有关。因此, 对 (s_1, s_2) 的联合 ML 译码可以转化为对 s_1 和 s_2 的独立译码, 即:

$$\begin{aligned} \hat{s}_1 &= \underset{s_1 \in S}{\operatorname{argmin}} \{ \sqrt{E_R} |\tilde{s}_1 - s_1|^2 + [E_R (|ah_a|^2 + |ch_b|^2) \\ &\quad - \sqrt{E_R}] |s_1|^2 \} \end{aligned} \quad (7a)$$

$$\begin{aligned} \hat{s}_2 &= \underset{s_2 \in S}{\operatorname{argmin}} \{ \sqrt{E_R} |\tilde{s}_2 - s_2|^2 + [E_R (|ah_a|^2 + |ch_b|^2) \\ &\quad - \sqrt{E_R}] |s_2|^2 \} \end{aligned} \quad (7b)$$

对于 PSK 星座图而言, 在给定信道系数的条件下, 所有星座点对应的 $[E_R (|ah_a|^2 + |ch_b|^2) - \sqrt{E_R}] |s_i|^2, i=1, 2$ 值均相等。因此, s_1 和 s_2 的译码可以进一步简化为:

$$\hat{s}_1 = \underset{s_1 \in S}{\operatorname{argmin}} \{ |\tilde{s}_1 - s_1|^2 \} \quad (8a)$$

$$\hat{s}_2 = \underset{s_2 \in S}{\operatorname{argmin}} \{ |\tilde{s}_2 - s_2|^2 \} \quad (8b)$$

对于 PSK 调制信号, 式 (8) 可以通过对合并结果 \tilde{s}_1, \tilde{s}_2 进行判决实现, 不必进行遍历搜索。

综上所述, 对 (s_1, s_2, s_3, s_4) 的联合 ML 译码等价于给定 (s_3^m, s_4^m) 译出 (\hat{s}_1, \hat{s}_2) 后, 对 $(\hat{s}_1, \hat{s}_2, s_3^m, s_4^m)$ 的联合 ML 译码。后者的译码复杂度由“ M^2 次距离计算、 $M^2 - 1$ 次距离比较”降低到“ M^2 次距离计算、 $M^2 - 1$ 次距离比较”, 在不改变译码性能的前提下降低了译码复杂度。需要说明的是, 给定 (s_3^m, s_4^m) 译出 (\hat{s}_3, \hat{s}_4) , 再对 $(s_1^m, s_2^m, \hat{s}_3, \hat{s}_4)$ 进行联合 ML 译码, 与上面给出的译码过程具有相同的性能。

3.2 编码系数设计

中继节点协作发送复数域线性合并后的数据, 在形式上与分布式空时码相同, 故利用空时码设计准则来优化编码系数。在空时码设计中, 秩准则和行列式准则^[13]分别保证分集增益和编码增益最大。

设发送端发送的分布式空时编码矩阵为 X , 接收端检测到的矩阵为 \hat{X} 。根据文献^[13], 分集增益和编码增益分别定义为:

$$d = \min_{X \neq \hat{X}} \operatorname{rank}[(X - \hat{X})(X - \hat{X})^H] \quad (9a)$$

$$\delta = \min_{X \neq \hat{X}} \det[(X - \hat{X})(X - \hat{X})^H] \quad (9b)$$

为方便分析, 将式 (1) 进一步约束为 $|a| = |b| = |c| = |d| = 1/\sqrt{2}$ 。令 $a = c = 1/\sqrt{2}$, 以“分集增益最大的前提下, 最大化编码增益”为目标选择系数 (b, d) 。当信号采用 QPSK 调制时, 可获得多组结果。选择一组系数 $a = c = 1/\sqrt{2}, b =$

$[(1-\sqrt{7})+i(1+\sqrt{7})]/(4\sqrt{2}), d=-ib$ 用于仿真和数值计算,其中 $i=\sqrt{-1}$ 。

3.3 频谱效率计算

设分组长度为 N 个比特,时隙长度用 T_p 表示。分组中所有比特正确,即分组正确传输。令 $R=N/T_p$ 。

(1) CRCP 方案

该方案中继节点-目的节点链路的误比特率用 p_{CF} 表示,分组错误概率为 $Pr_{CF}=1-(1-p_{CF})^N$ 。CRCP 方案的频谱效率为:

$$\eta_{CF} = \frac{4N}{[4+2/(1-Pr_{CF})]T_p} = \frac{2}{2+1/(1-Pr_{CF})} \cdot R \quad (10)$$

(2) TR 方案

该方案中继节点-目的节点传输的误比特率用 p_{TR} 表示,分组错误概率为 $Pr_{TR}=1-(1-p_{TR})^N$,则 TR 方案的频谱效率为:

$$\eta_{TR} = \frac{4N}{[4+4/(1-Pr_{TR})]T_p} = \frac{1}{1+1/(1-Pr_{TR})} \cdot R \quad (11)$$

(3) CFNCO-NOT 方案

根据文献[11],CFNCO-NOT 方案的频谱效率为:

$$\eta_{CF} = \frac{4N}{[4+2/(1-Pr_{CF})]T_p} = \frac{2}{2+1/(1-Pr_{CF})} \cdot R \quad (12)$$

式中, $Pr_{CF}=1-(1-p_{CF})^{4N}$,该方案中继节点-目的节点链路的误比特率用 p_{CF} 表示。

当信噪比足够大时,3种方案的分组错误概率均近似为0,故 $\eta_{CF}/\eta_{TR}=4/3, \eta_{CF}/\eta_{CF}=1$,即 CRCP 方案的频谱效率比 TR 方案提高了 1/3,与 CFNCO-NOT 方案相同。

4 仿真结果与讨论

本节给出 CRCP, TR, CFNCO-NOT 方案中第二跳的误比特率仿真及归一化系统频谱效率($\eta_{CF}/\eta_{TR}, \eta_{CF}/\eta_{TR}$)的数值结果。设分组长度为 $N_1=20, N_2=100$,发送符号采用 QPSK 调制。仿真/数值结果图的横轴表示第二跳的比特信噪比,定义为中继节点的比特发送能量与噪声单边功率谱密度之比 E_b/N_0 。

由文献[14]可知,TR 方案中第二跳的误比特率在高信噪比区域可近似表示为 $p_{TR}=(E_b/N_0)^{-1}/4$,故 TR 方案不能获得分集增益。从图 2 可以看出,CRCP 方案具有与 CFNCO-NOT 方案相同的网络编码方式,CRCP 只处理单个分组内的数据,但两者对调制符号的处理方式是相同的。根据文献[11],CFNCO-NOT 方案具有二阶分集,因此 CRCP 方案亦可获得二阶分集。

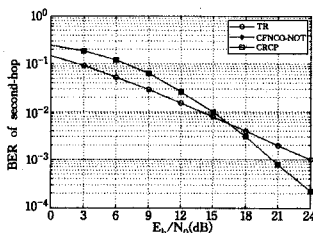
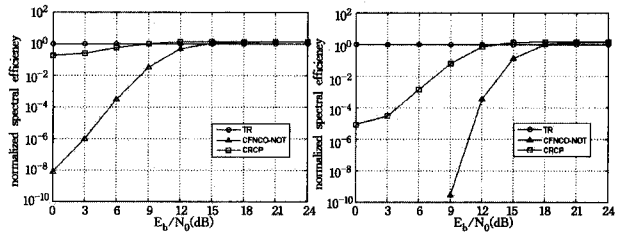


图 2 第二跳 BER 比较

图 3 比较了 3 种方案的频谱效率。当信噪比足够高时,CRCP 与 CFNCO-NOT 方案的频谱效率均为 TR 方案的 4/3 倍。而在中低信噪比区域,由于分组错误概率只与单个分组内的比特有关,CRCP 方案的频谱效率比 CFNCO-NOT 有了

很大提升,其分组越长,频谱效率改善越明显。应当注意到的是,在中低信噪比区域,CRCP 方案的频谱效率仍然低于 TR 方案,且分组越长,CRCP 方案的频谱效率与 TR 方案差别越大。



(a) 分组长度为 20

(b) 分组长度为 100

图 3 频谱效率比较

结束语 本文提出了一种基于分组压缩的协作中继技术 (CRCP),中继节点进行分组压缩后协作发送,进一步提高了系统的频谱效率,同时获取了分集增益以克服无线衰落。针对两跳多接入模型,分析了此技术的频谱效率。仿真结果表明,在中低信噪比区域,CRCP 的频谱效率比 CFNCO-NOT 方案有显著提高。在高信噪比区域,相对于传统的数据传输,CRCP 的频谱效率提升了 1/3,与 CFNCO-NOT 方案趋于一致。

参考文献

- [1] Laneman J N, Wornell G W. Distributed space-time-coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks [J]. IEEE Trans. Inform. Theory, 2003, 49(10): 2415-2425
- [2] 杨波,于宏毅,冯强. 多中继混合转发协作传输策略研究[J]. 计算机科学, 2010, 37(3): 99-101
- [3] Ahlswede R, Cai N, Li S-Y R, et al. Network information flow [J]. IEEE Trans. Inform. Theory, 2000, 46(4): 1204-1216
- [4] Peng C, Zhang Q, Zhao M, et al. On the performance analysis of network-coded cooperation in wireless networks [C] // Ancharage A K, ed. Proc. IEEE 26th International Conference on Computer Communications (INFOCOM). Ancharage, 2007: 1460-1468
- [5] Peng C, Zhang Q, Zhao M, et al. SNCC: A Selective Network-coded Cooperation Scheme in Wireless Networks [C] // the ICC 2007 Proceedings. 2007
- [6] 吕凌,于宏毅. 一种基于空时码的协作网络编码技术及其性能分析[J]. 电子与信息学报, 2008, 30(7): 1598-1601
- [7] 吕凌,于宏毅,张少波. 一种机会空时协作网络编码及其性能分析[J]. 电路与系统学报, 2008, 13(4): 139-143, 148
- [8] 吕凌,于宏毅. 适用于无线双向中继信道的机会协作网络编码[J]. 北京邮电大学学报, 2008, 31(4): 117-121
- [9] 杨波,于宏毅,吕凌,等. 一种选择发送的协作网络编码及其性能分析[J]. 信号处理, 2010, 26(1): 104-109
- [10] Wang T, Giannakis G B. Complex field network coding for multiuser cooperative communications [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2008, 26(3): 561-571
- [11] 冯强,于宏毅. 基于非正交发送的复数域网络编码协作技术研究 [J]. 电路与系统学报(已录用)
- [12] Sezginer S, Sari H, Biglieri E. On high-rate full-diversity 2×2 space-time codes with low-complexity optimum detection [J]. IEEE Transactions on Communications, 2009, 57(5): 1532-1541
- [13] Vucetic B, Yuan J. Space-Time Coding [M]. Chichester: John Wiley & Sons Ltd, 2003: 76-77
- [14] Proakis J G. Digital communications (Fourth Edition) [M]. McGraw-Hill College, 2000: 818-819