

协同分集下AF与DF比较

刘威鑫^{1,2}, 张忠培¹, 李少谦¹, 张 严²

(1. 电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 610054; 2. 展讯通信(上海)有限公司通信系统部 上海 浦东区 201203)

【摘要】在慢衰落信道中,协同分集是一种新的空间分集方式,其本质是利用分布用户的单天线形成一个虚拟的多天线系统,即形成虚拟MIMO。在其协同方式中,有AF模式和DF模式(编码协同是DF模式的一种特殊情况)。该文针对AF与DF两种基本协同方式进行了详细的比较,并在对称信道和非对称信道下进行了系统的仿真。理论分析和仿真结果表明:在相同的条件下,AF模式相对于DF模式有较大的优势是因为AF模式较DF模式有较大的阵列增益,虽然两者有相同的分集增益,但DF有更大的灵活性。

关键词 放大前传; 协同分集; 解码前传; 多用户信息论; 传感器网络
中图分类号 TN957 文献标识码 A

Comparison of AF and DF under Cooperative Diversity

LIU Wei-xin¹, ZHANG Zhang-pei¹, LI Shao-qian¹, ZHANG Yan²

(1. National Key Laboratory of Communication, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 610054;

2. Communication System Department, Spreadtrum Communications (Shanghai). Co., Ltd. Pudong Shanghai 201203)

Abstract Cooperative diversity is a new space diversity technology under the slow fading channel. There are two cooperative models, Amplify and Forward (AF) model and Decode and Forward (DF) model (Coded Cooperation (CC) is a special case of DF). A detailed comparison of AF and DF models are given in this paper. The simulations under symmetrical channel and dissymmetrical channel are also given. The results given in this paper show that the AF model has more advantage than the DF model at the same condition from the theory analyses and the simulations. Although they have the same diversity gains, the AF model has bigger array gain than the DF model, Whereas the DF model has more agilities than the AF model.

Key words amplify and forward; cooperative diversity; decode and forward; multi-user information theory; sensor network

在无线移动通信中,由于经过信道的衰落使移动用户的性能受到严重影响。接收到独立信号的副本的分集技术是对抗衰落影响的有效方法。近年来,天线阵列和MIMO(Multiple-Input Multiple-Output)技术因其在严重衰落情况下能够提高系统容量和更好的空间分集而受到广泛的重视^[1]。但根据Lee模型^[2],对无线衰落信道,手持终端的天线阵的最小间距是 0.2λ ,其中 λ 是载波的波长。因此在接收终端,由于体积、大小、硬件等的限制,不太可能适用多天线。协同分集能利用其他用户的单天线来形成发送用户的虚拟多天线,从而利用空间分集。文献[3-4]中提出了通过用户协同来增加系统容量,给出了Amplify (AF and Forward)和Decode (DF and Forward)两种协同方式。文献[5]提出了CC(Coded

Cooperation)模式。所谓AF,就是指中继不对接收到的信号进行解调和解码,而是直接将收到的信号进行模拟处理后前传。而DF,就是中继先要对接收到的信号进行解调、解码(如果编码)和判决,然后将判决后的数据进行编码调制后再前传。CC模式是编码协同,是DF的一种特殊方式。Laneman证明了在AF方式下可以得到多阶分集,分集重数等于参与协同的用户数,并且提出了协同空时码,利用其他用户的天线形成Alamouti空时码。

AF与DF相比较,目前还没有相关文献给出一个具体的比较。相当多的人认为:DF比AF更优。理由是:DF对接收到的信息进行了判决,减少了中继节点噪声的影响。因此,本文认为有必要在理论和仿真上对AF与DF进行系统的比较。本文针对AF和DF

收稿日期: 2006-06-09

基金项目: 中国自然科学基金(60572090; 60472045; 60496313); 国家863计划863-317-03-01-05/MII-C3G-05-00支助项目

作者简介: 刘威鑫(1975-),男,博士,主要从事协同通信、通信抗干扰和MIMO方面的研究。

模式进行了详细的比较并进行相应的理论推导,在对称信道和非对称信道下进行了系统的仿真,理论分析和仿真结果表明:在相同的条件下,AF模式相对于DF模式有较大的优势。

1 系统模型

无论是AF和DF模式,均可以用如图1所示的协同分集模型表示,它们的区别只是中继的处理方式不同。AF把信号进行放大处理后前传,DF则需要解码后前传。

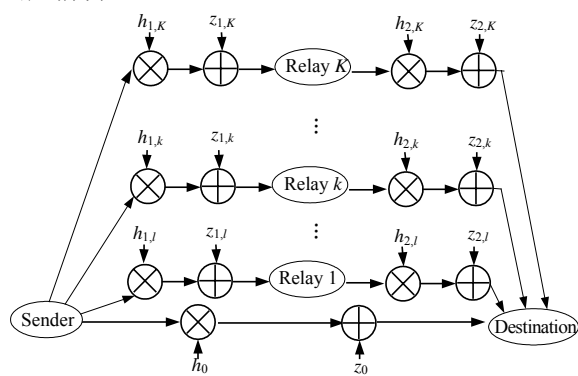


图1 协同分集模型

在图1协同分集模型的通信模型中, $h_{1,k}$ 是 Sender 到Relay k 的信道, $z_{1,k}$ 是噪声。同样 $h_{2,k}$ 是从Relay k 到Destination的信道, $z_{2,k}$ 是相应的噪声。本文做如下假设:一共有 K 个中继-发送端-中继,目的端均是单天线。所有终端都是半双工的,即不能同时发送和接收信号。在第一个时隙,发送端 S 发送信号 x 、中继 $R_i (i \in [1, 2, \dots, K])$ 和目的端 D 接收信号。在第二个时隙,中继 R_i 把信号放大并前传信号, S 不发射新的信号。 h_0 是 S 到 D 的衰落信道, $h_{1,i}$ 是 S 到 R_i 的信道, $h_{2,i}$ 是 R_i 到 D 的信道。 z_0 、 $z_{1,i}$ 、 $z_{2,i}$ 是相应信道的高斯白噪声。且认为 h_0 、 $h_{1,i}$ 、 $h_{2,i}$ 是均值为零的相互独立的复高斯分布随机变量,方差分别为 Ω_0 、 $\Omega_{1,i}$ 和 $\Omega_{2,i}$ 。 z_0 、 $z_{1,i}$ 、 $z_{2,i}$ 是相互独立的、均值为零、方差为 N_0 、 $N_{1,k}$ 、 $N_{2,k}$ 的复高斯随机变量。在第一个时隙, D 和 R_i 接收到的信号为:

$$\begin{cases} y_0 = h_0 \sqrt{E_0} x + z_0 \\ y_{1,i} = h_{1,i} \sqrt{E_0} x + z_{1,i} \quad i \in [1, K] \end{cases} \quad (1)$$

在第二个时隙, D 接收到的信号为:

$$y_2 = \sum_{i=1}^K h_{2,i} x_i + z_{2,i} \quad (2)$$

式中 E_0 是 S 端发送信号 x 的功率; x_i 是中继对 $y_{1,i}$ 进行处理后的信号。下面分别详细阐述这两种模式。

1.1 AF模式

在AF模式下,仅仅对信号进行放大处理:

$$x_i = y_{1,i} \alpha_i \quad (3)$$

式中 α_i 是中继 R_i 对信号进行放大的系数。

如果考虑噪声,根据文献[7],选择 $\alpha_i =$

$\sqrt{E_i / (E_0 |h_{1,i}|^2 + N_{1,i})}$, 其中 E_i 是中继 R_i 的发射功率。

由式(1)、(3),式(2)可以写成:

$$y_2 = \sum_{i=1}^K h_{2,i} h_{1,i} \sqrt{\frac{E_i}{E_0 |h_{1,i}|^2 + N_{1,i}}} \sqrt{E_0} x + \sum_{i=1}^K \left(h_{2,i} \sqrt{\frac{E_i}{E_0 |h_{1,i}|^2 + N_{1,i}}} z_{1,i} + z_{2,i} \right) \quad (4)$$

接收端 D 对来自第一个时隙的 S 信号 y_0 与第二个时隙的信号 y_2 进行最大比合并,即:

$$\begin{aligned} \tilde{x} = & \left(\frac{|h_0|^2 E_0}{N_0} + \sum_{i=1}^K \frac{|h_{1,i}|^2 |h_{2,i}|^2 E_0}{N_i} \frac{E_i}{E_0 |h_{1,i}|^2 + N_{1,i}} \right) x + \\ & \frac{h_0^* \sqrt{E_0}}{N_0} z_0 + \sum_{i=1}^K \left(\frac{|h_{2,i}|^2 \sqrt{E_0} E_i}{E_0 |h_{1,i}|^2 + N_{1,i}} \frac{h_{1,i}^*}{N_i} z_{1,i} + \right. \\ & \left. \frac{h_{1,i}^* h_{2,i}^* \sqrt{E_0}}{N_i} \sqrt{\frac{E_i}{E_0 |h_{1,i}|^2 + N_{1,i}}} z_{2,i} \right) \end{aligned} \quad (5)$$

式中 $N_i = N_{2,i} + N_{1,i} E_i |h_{2,i}|^2 / (E_0 |h_{1,i}|^2 + N_{1,i})$; $(\cdot)^*$ 代表共轭。

1.2 DF模式

DF模式对信号进行解调和解码(如果没有编码则不需要解码),并对数据进行CRC校验(本文仅仅考虑含CRC的DF模式)。如果数据正确,就按照信源的编码调制方式将信号进行编码和调制,再将数据以每符号能量 E_i 发射出去;如果经验证不正确,则该帧不协同。

$$x_i = \begin{cases} \sqrt{E_i} x & \text{如果对 } y_{1,i} \text{ 判决正确} \\ 0 & \text{如果对 } y_{1,i} \text{ 判决错误} \end{cases} \quad (6)$$

如果接收端知道信道信息,对信号进行最大比合并:

$$\begin{aligned} \tilde{x} = & \frac{h_0^* \sqrt{E_0}}{N_0} y_0 + \sum_{i=1}^K \frac{h_{2,i}^* \sqrt{E_i}}{N_{2,i}} y_{2,i} = \\ & \left(\frac{|h_0|^2 E_0}{N_0} x + \sum_{i=1}^K \frac{|h_{2,i}|^2 E_i}{N_{2,i}} x_i \right) + \\ & \frac{h_0^* \sqrt{E_0}}{N_0} z_0 + \sum_{i=1}^K \frac{h_{2,i}^* \sqrt{E_i}}{N_{2,i}} z_{2,i} \end{aligned} \quad (7)$$

2 性能分析

为了简化分析过程, 本文仅仅以BPSK调制, 中继数目 $K=1$ 进行分析, 分析其准静态块衰落信道下的性能。

2.1 AF性能分析

对于 AF 的性能分析, 本文引用文献[8]的分析结果, 其误符号率为:

$$P_{AF} = \frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)/M} \pi \left(1 + \frac{\bar{\gamma}_0 g_{PSK}}{\sin^2 \phi} \right)^{-1} \times \frac{4\bar{\gamma}_{p,i} (l_i(\phi) - \bar{\gamma}_{\sigma,i})}{\sqrt{l_i^2(\phi) - 4\bar{\gamma}_{p,i}}} \ln \left(\frac{l_i(\phi) + \sqrt{l_i^2(\phi) - 4\bar{\gamma}_{p,i}}}{2\sqrt{\bar{\gamma}_{p,i}}} \right) \prod_{i=1}^K \frac{l_i^2(\phi) - 4\bar{\gamma}_{p,i}}{l_i^2(\phi) - 4\bar{\gamma}_{p,i}} + \frac{\bar{\gamma}_{\sigma,i} l_i(\phi) - 4\bar{\gamma}_{p,i}}{l_i^2(\phi) - 4\bar{\gamma}_{p,i}} d\phi \quad (8)$$

式中 $l_i(\phi) := \bar{\gamma}_{\sigma,i} + \bar{\gamma}_{p,i} g_{PSK} / \sin^2(\phi)$; $\bar{\gamma}_{\sigma,i} := \bar{\gamma}_{1,i} + \bar{\gamma}_{2,i}$; $\bar{\gamma}_{p,i} := \bar{\gamma}_{1,i} \bar{\gamma}_{2,i}$; $\bar{\gamma}_0 = E_0 \Omega_0 / N_0$; $\bar{\gamma}_{1,i} = E_0 \Omega_{1,i} / N_{1,i}$; $\bar{\gamma}_{2,i} = E_i \Omega_0 / N_{2,i}$; $g_{PSK} := \sin^2(\pi/M)$ 。令 $i=1$ 、 $M=2$, 式(8)即为单中继BPSK调制AF下的误码率。

1.2 DF性能分析

对于DF模式下, 其误码率的推导如下:

如果经CRC验证无错误时, 类似文献[9]的多路信号的合并, 在这种情况下的误比特率为:

$$P_{r_noerror} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \left(1 + \frac{\bar{\gamma}_0}{\sin^2 \theta} \right)^{-1} \left(1 + \frac{\bar{\gamma}_2}{\sin^2 \theta} \right)^{-1} d\theta \quad (9)$$

式中 $\bar{\gamma}_0 = E_0 \Omega_0 / N_0$; $\bar{\gamma}_2 = \bar{\gamma}_{2,i} = E_i \Omega_0 / N_{2,i}$ 。经CRC校验有错误时, 该错误的帧不协同, 所以其误符号率为:

$$P_{r_error} = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_0}{1 + \bar{\gamma}_0}} \right) \quad (10)$$

设发射信号在中继接收端的误帧率 P_f 为:

$$P_f = \int_0^{\infty} \{1 - (1 - P_e^{BPSK})^M\} p_{\gamma}(\gamma) d\gamma \quad (11)$$

具体的 $1 - (1 - P_e^{BPSK})^M$ 计算可以采用文献[10]的Prony 近似法。

综述以上两种情况, DF模式总的误码率为:

$$P_{DF} = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_0}{1 + \bar{\gamma}_0}} \right) P_f + (1 - P_f) \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \left(1 + \frac{\bar{\gamma}_0}{\sin^2 \theta} \right)^{-1} \left(1 + \frac{\bar{\gamma}_2}{\sin^2 \theta} \right)^{-1} d\theta \quad (12)$$

3 仿真及结果分析

本文仿真采用BPSK调制, 帧长度 $M=100$ b, 无信道编码, 并对发射能量进行了归一化。对称信

道即各支路信道SNR相同。非对称信道: S-R与R-D信道SNR不相同。仿真如图2、图3所示, 图中NO-CD-simulation 是指没有协同时的仿真; NO-CD-theorem 是没有协同时的理论曲线; AF、DF是相应模式的仿真和理论曲线。在图2对称信道下明显看到DF模式在性能上有一定的局限性, 比AF模式的性能差, 且在10 dB以下, DF模式比非协同要差。因为DF在低信噪比时, 通过CRC丢失了很多能量, 包含CRC的DF模式, 因丢弃数据帧而造成接收信号信噪比的下降。在图3非对称信道情况下, 在相同的条件下, AF仍然优于DF。但是由图可以看出两个分集增益相同, 只是阵列增益AF大些。AF模式不能将信号存储下来(如果存储势必要消耗系统内存资源)或进行编码处理, 所以其灵活度比DF模式低。

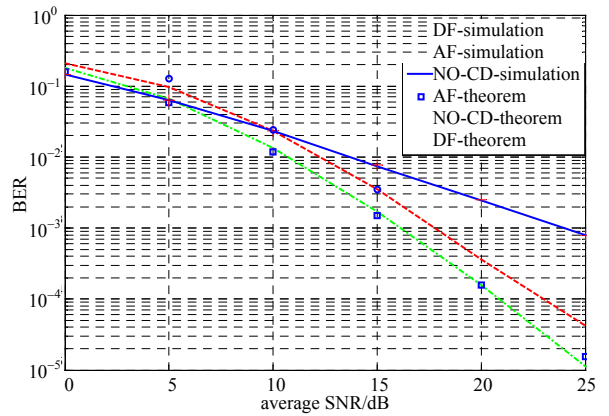


图2 两用户在准静态块衰落信道下的比较(对称信道)

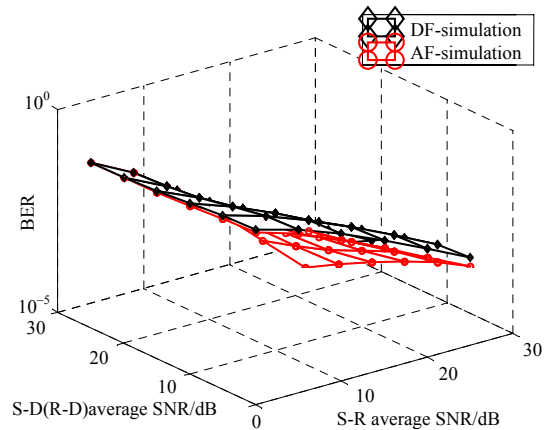


图3 两个协同用户在准静态块衰落信道下的性能比较(非对称信道)

4 结论

本文针对AF与DF两种模式的协同方式进行了详细的比较, 并在对称信道和非对称信道下进行了系统的仿真。理论分析和仿真结果表明: 在相同的

条件和处理方式下, AF模式相对于DF模式有较大的优势, 虽然两者有相同的分集增益, AF模式阵列增益大些, 但是AF的灵活性较低, DF有更高的灵活性。

参 考 文 献

- [1] KARAMMI E, SHIVA M, ABTAHI M. Coded CDMA in cooperative channels[C]//Vehicular Technology Conference, [S. l.]: IEEE Press, 2005: 310-313.
- [2] VAN R P, LOTTER M P, VAN W D. Space-time processing for CDMA mobile communications[M]. Boston, London: Kluwer Academic Pub., 2000.
- [3] SENDONARIS A, ERIKIP E, AAZHANG B. User cooperation diversity. Part I: System description communications[J]. IEEE Transactions on Commun., 2003, 51(11): 1927-1938.
- [4] SENDONARIS A, ERIKIP E, AAZHANG B. User cooperation diversity. Part II: Implementation aspects and performance analysis communications[J]. IEEE Transactions on, 2003, 51(11): 1939-1948.
- [5] HUNTER T E, NOSRATINIA A. Diversity through coded cooperation. Wireless Communications[J]. IEEE Transactions on Commun., 2006, 5 (2): 283-289.

- [6] LANEMAN J N, WORNELLI G W, TSE D N C. An efficient protocol for realizing cooperative diversity in wireless networks[C]//Information Theory. Washington DC: [s. n.], 2001. Proceedings. 2001 IEEE International Symposium, 2001: 294-298.
- [7] HARMMERSTROM I, KUHN M, WITTNEBEN A. Impact of relay gain allocation on the performance of cooperative diversity networks[C]//Vehicular Technology Conference. Los Angeles: IEEE Press, 2004, 3: 1815-1819.
- [8] PAUL A A, MOSTAFA K. Exact symbol error probability of a cooperative network in a Rayleigh-fading environment[J]. IEEE Trans. Commun. 2004, 3(5): 1416-1421.
- [9] SIMON M K, ALOUINI M S. Digital communication over fading channels: a unified approach to performance analysis[M]. New York: Wiley, 2000.
- [10] LOSKOT P, BEAULIEU, C N. Average error rate evaluation of digital modulations in slow fading by prony approximation. Communications[C]//2004 IEEE International Conference, Paris, France: IEEE Press, 2004: 3353-3357.

编辑 张俊

(上接第902页)

参 考 文 献

- [1] 石 颖. 高速光通信系统中色散监测和动态色散补偿技术[M]. 北京: 清华大学出版社, 2005.
- [2] KIECHBUSCH S, FERBER S, ROSENFELDT H, et al. Automatic PMD compencator in a 160 Gb/s OTDM transmission over deployed fiber using RZ-DPSK modulation format[J]. IEEE J. Lightwave Technol, 2005, 23(1): 165-171.
- [3] LIU J H, XU R F. Laser devices and techniques[M]. Beijing: Beijing Institute of Technology Press, 1995.
- [4] GOVIND P A. Nonlinear fiber optics & applications of nonlinear fiber optics[M]. 贾东方, 译. 北京: 电子工业出版社, 2002.
- [5] 安晓强, 张宗富, 邱 昆. 一种严格最佳 $(v, k, 1)$ 光正交码的设计方法[J]. 中国应用光学. 2006, 27(4): 268-273.
- [6] AN Xiao-qiang, QIU Kun. Influence of single-mode fiber dispersion and pulse linear chirp on direct-detection optical

CDMA systems[J]. J Opt. Commun., 2006, 27(1): 20-25.

- [7] 原 荣. 色散补偿技术及其进展[J]. 光通信技术, 2002, 26(5): 4-9.
- [8] TOMKOS I, HALLOED B, ROUDAS I, et al. 10 Gb/s transmission of 1.55 μm directly modulated signal over 100 km of negative dispersion fiber[J]. IEEE Photon Technol Lett, 2001, 13: 735-737.
- [9] CHUNG H S, CHUNG Y C. Directly modulated CWDM/DWDM system₂ sing negative dispersion fiber for metro network application[J]. Optics Communications, 2005, 24(5): 171-176.
- [10] XIAO Chun-xian, GUO Ying, DAI Ju-feng. Dynamic routing and wave length assignment in all optical network [J]. Journal of Optoelectronics Laser(光电子·激光), 2005, 16(9): 1062-1066.

编辑 张俊