

# 信号空间分集解码前传协同方法研究

魏 宁, 张忠培, 李少谦

(电子科技大学通信抗干扰重点实验室 成都 610054)

**【摘要】**在普通解码前传协同分集中,各协同用户之间的信道不对称性会对系统的性能产生一定的影响;同时,简单的重传信号并不是一种高效的利用协同分集的方式。该文提出了一种基于信号空间分集的解码前传协同方法,该方法的协同用户重传信号中包含自己的数据帧,并以信号空间分集的方法设计重传信号,这样既能够减小用户间信道的不对称性带来的影响,又提供了一种更为高效的信号分集方式。仿真实验结果证明该方法与非协同及普通解码前传协同方法相比能够获得更好的误码率性能。

**关键词** 协同分集; 解码前传; 迭代解码; 信号空间分集; 无线通信

中图分类号 TN914

文献标识码 A

doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2009.06.011

## Decode-and-Forward Cooperative Communication with Signal-Space Diversity

WEI Ning, ZHANG Zhong-pei, and LI Shao-qian

(National Key Laboratory of Communication, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 610054)

**Abstract** In plain decode-and-forward (DF) cooperative diversity, asymmetric inter-user channel can have an impact on the performance of system and simple signal retransmission for each other is not an efficient diversity manner. In this paper, a new DF cooperative scheme based on signal-space diversity is proposed, in which the retransmission signals of each user always contain its own data frame and are designed in signal space diversity (SSD) manner. So the proposed scheme can defeat the effect of asymmetric inter-user channel and utilize diversity more efficiently. Simulation results prove that the new cooperative scheme achieves better bit error rate performance than both plain DF cooperative and non-cooperation scheme.

**Key words** cooperative diversity; decode-and-forward; iterative decoding; signal space diversity; wireless communication

在无线通信系统中,当用户端设备由于尺寸、功耗等限制而无法安装多条天线时,协同分集技术能有效地利用空间分集,对抗信道衰落。文献[1]首先得出了协同分集能够有效地提高无线系统的性能的结论。解码前传(DF)协同方式由于中继用户能进行更多的信号设计和处理而得到了广泛的研究<sup>[2-3]</sup>。

### 1 系统模型及技术背景

以如图1所示的两用户协同通信为例,在DF协同通信(本文研究有校验DF协同)中<sup>[2]</sup>,协同用户接收并解码协同伙伴的数据帧,并通过循环冗余校验(CRC)判断接收是否正确,如果接收正确,则重传接收到的数据,否则,重传自己的数据<sup>[2]</sup>。这样一个用户的数据就有可能通过两条具有独立衰落的路径到达基站,从而获得协同分集。然而,当非协同方

法能够获得时域分集时,DF协同方法不能带来更多的分集增益,且由于DF协同中用户间信道不对称性带来的影响,DF协同用户有可能不能获取协同分集,此时其性能比非协同更差。同时,直接重传协同伙伴的数据并不是一种高效的分集方式。

为了解决上述问题,空时编码协同方式在文献[4]被提出,文献[5]对其进行了深入的研究。在空时编码协同中每个协同用户都在重传中分配部分能量来传输自己的数据,这样就可以降低用户间信道不对称性带来的影响。同时,由于在重传时采用了不同冗余版本,比简单重传更为有效。但是,由于协同用户所处位置不同,空时传输必然会导致信号的异步传输问题,从而需要特殊的信号设计,同时,重新进行信道编码得到新的冗余版本也会在协同用户处带来较高的复杂度。由于协同用户可能是手机

收稿日期: 2008-12-24; 修回日期: 2009-05-23

基金项目: 国家自然科学基金(60602008); 国家863计划(2006AA01Z269)

作者简介: 魏 宁(1979-), 男, 博士生, 主要从事协同通信方面的研究。

或传感器节点等设备, 考虑到成本、功耗等问题, 不能采用复杂度较高的信号传输方法。

针对上述问题, 本文提出了一种基于信号空间分集(SSD)技术的DF协同方法(SSD-DF)。在SSD-DF中, 协同用户按照信号空间分集的方法对中继信号和自身信号进行加权合并操作, 在不对DF协同分集方法的资源分配作任何改变的情况下, 获得分集性能的提升, 同时降低用户间信道不对称性带来的影响。与DF协同相比, SSD-DF带来的主要复杂度集中于对复杂度要求较低的接收节点(在蜂窝系统中为基站), 而在协同用户处(通常为用户手持设备)只增加简单的操作。

### 1.1 网络模型及DF协同

本文考虑如图1所示的两用户协同网络模型, 用户1、2均需向基站(BS)传输数据, 两用户共用4个时隙传输一帧数据, 如图1所示。假设时隙 $t$ 用户 $i$ 到 $j$ 的信道衰落系数为 $h_{ij,t}$ , 建模为独立零均值高斯随机变量, 实部虚部方差相等。

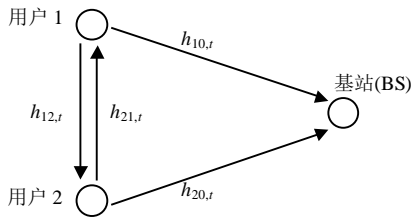


图1 两用户协同通信示意图

在图2的非协同方法中, 用户1在时隙1和时隙3传输相同的信号; 用户2在时隙2和时隙4传输相同的信号。由于 $t \neq t'$ 时,  $h_{ij,t}$ 与 $h_{ij,t'}$ 相互独立, 非协同方法可以获得时域分集。

在DF协同中, 用户1在时隙1发射数据, 用户2和BS接收, 如果用户2接收正确(通过CRC校验确认), 在时隙3, 用户2将向BS重传用户1的数据, 否则在时隙3, 用户2重传自己的数据。在时隙2和4进行类似操作, 只是用户1, 2角色互换。这样两用户数据均有可能通过“用户1→BS”和“用户2→BS”这两个具有独立衰落系数的信道传输, 从而获得分集增益, 这就是协同分集。但是与非协同方法相比, DF协同并不能获得更多的分集增益。另外, 由于用户间信道不对称( $h_{12,1} \neq h_{21,2}$ ), 在DF协同方法中会出现: 用户2没有正确接收到用户1的数据, 而用户1正确接收到了用户2的数据。在这种情况下, 用户1的数据只在时隙1传输一次, 不能获得分集, 导致DF协同方法的性能比非协同方法差。

### 1.2 信号空间分集技术简介

信号空间分集又称为调制分集, 是一种带宽功率效率较高的单天线收发分集技术<sup>[6-8]</sup>。其核心思想是将原本孤立的串行发射信号划分为串行 $N$ 维信号向量, 将这个向量乘上一个固定的 $N \times N$ 旋转矩阵 $G_0$ , 映射为一个新的 $N$ 维矢量, 再逐个发射这个新矢量里的各个维信号。这样做的目的是通过旋转矩阵的设计, 在发射功率不变的情况下, 实现各矢量点在 $N$ 维欧氏空间中的相对位置最优化。同时由于原信号映射到了 $N$ 个不同的位置, 如果 $N$ 个位置的信道衰落相互独立, 则可以获得分集增益。文献[7-8]研究了 $G_0$ 的选取。

## 2 基于信号空间分集的DF协同方法

在DF协同通信中, 每个用户均需要解码得到对方的数据, 且各用户上行信道相互独立, 这就为采用高效的SSD技术创造了条件。SSD-DF的主要思想是由参与协同的 $N$ 个用户分别生成并发射SSD信号矢量的一维, 由于各用户的上行信道衰落相互独立, 可以实现协同分集, 同时最大化不同接收信号矢量的欧氏距离, 获得性能提升。另外, 与DF不同, 由于在重传时, 两用户传输的信号中均含有自己的数据帧, SSD-DF可以获得时域分集。下面分别介绍SSD-DF的信号发送和接收方法。

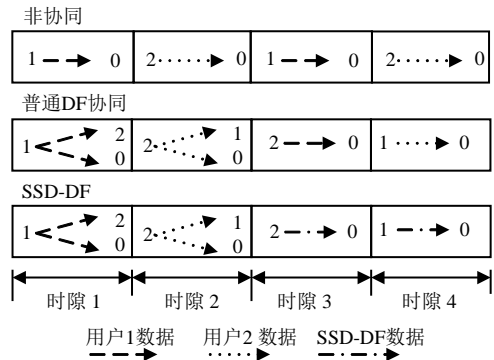


图2 传输方法示意图(两用户均正确接收对方数据)

### 2.1 信号发送方法

设用户 $i$ 的一帧数据比特为 $\mathbf{b}_i = [b_i(1), b_i(2), \dots, b_i(L_{\text{INF}} + L_{\text{CRC}})]^T$ , 包含 $L_{\text{CRC}}$ 个CRC校验比特。如图3所示,  $\mathbf{b}_i$ 经过卷积编码得到 $\mathbf{c}_i = [c_i(1), c_i(2), \dots, c_i((L_{\text{INF}} + L_{\text{CRC}})/R_c)]^T$ , 码率为 $R_c$  ( $R_c < 1$ ); 再经过交织得到 $\mathbf{d}_i = [d_i(1), d_i(2), \dots, d_i((L_{\text{INF}} + L_{\text{CRC}})/R_c)]^T$ ; 最后映射到星座点 $\mathbf{s}_i = [s_i(1), s_i(2), \dots, s_i(L)]^T$ , 其中 $L = (L_{\text{INF}} + L_{\text{CRC}})/(R_c M_c)$ ,  $M_c$ 比特数据映射到一个星座点。

BS和用户2在时隙1接收到的数据为:

$$y_{0,1}(l) = h_{10,1}s_1(l) + w_{0,1}(l) \quad (1)$$

$$y_{2,1}(l) = h_{12,1}s_1(l) + w_{2,1}(l) \quad (2)$$

式中  $y_{i,t}(l)$  表示用户  $i$  ( $i=0$  表示BS) 在时隙  $t$  接收到的第  $l$  个数据;  $w_{i,t}$  表示用户  $i$  在时隙  $t$  接收到的第  $l$  个数据上的加性复高斯白噪声, 其方差为  $N_{i,t}$ 。类似的可以得到BS和用户1在时隙2接收到的数据为:

$$y_{0,2}(l) = h_{20,2}s_2(l) + w_{0,2}(l) \quad (3)$$

$$y_{1,2}(l) = h_{21,2}s_2(l) + w_{1,2}(l) \quad (4)$$

在时隙3, 用户2采用向量  $\mathbf{g}_2 = [g_{21}, g_{22}]^T$  对  $[s_1(l), s_2(l)]^T$  进行加权合并, 然后发送, BS接收:

$$y_{0,3}(l) = h_{20,3}\mathbf{g}_2^T [s_1(l), s_2(l)]^T + w_{0,3}(l) \quad (5)$$

在时隙4, 用户1采用向量  $\mathbf{g}_1 = [g_{11}, g_{12}]^T$  对  $[s_1(l), s_2(l)]^T$  进行加权合并, 然后发送, BS接收:

$$y_{0,4}(l) = h_{10,4}\mathbf{g}_1^T [s_1(l), s_2(l)]^T + w_{0,4}(l) \quad (6)$$

由式(5)和式(6)可得, BS在时隙3、4接收到的信号可以表示为:

$$\begin{bmatrix} y_{0,4}(l) \\ y_{0,3}(l) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{10,4} & 0 \\ 0 & h_{20,3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1(l) \\ s_2(l) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_{0,4}(l) \\ w_{0,3}(l) \end{bmatrix} \quad (7)$$

式(7)与文献[9]的公式(1)类似, 由于  $h_{10,4}$ 、 $h_{20,3}$  相互独立, 可以通过选取:

$$\mathbf{G} := \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} \quad (8)$$

实现信号空间分集。

当两用户均正确接收到对方的数据时, 按文献[7-8]的方法可以得到最优旋转矩阵  $\mathbf{G} = \mathbf{G}_0$ :

$$\mathbf{G}_0 := \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & \theta \\ 1 & -\theta \end{bmatrix} \quad (9)$$

式中  $\theta = \exp(j\pi/4)$ , 该矩阵可以最优化各矢量点在二维欧氏空间中的相对位置。

与传统SSD不同的是, 由于协同用户不一定能正确接收到对方的数据,  $\mathbf{G}$  的取值会受到限制。如果用户2没有正确接收到用户1的数据则  $g_{21} = 0$ , 由于没有信号叠加, 此时  $g_{22}$  的相位选择对性能没有影响, 故直接采用  $\mathbf{G}_0$  中对应的  $g_{22}$  相位, 仅调整  $g_{22}$  的幅度以保持发射功率一致。同理, 如果用户1没有正确接收到用户2的数据则  $g_{12} = 0$ , 则直接采用  $\mathbf{G}_0$  中对应的  $g_{11}$  相位, 仅调整  $g_{11}$  的幅度以保持发射功率一致。最后可以得到各种情况下SSD-DF中的  $\mathbf{G}$  取值如表1所示。表中, “ $i \rightarrow j(V)$ ” 表示用户  $j$  正确接收到了用户  $i$  的数据, “ $i \rightarrow j(X)$ ” 表示用户  $j$  没有正确接收到用户  $i$  的数据。

表1 SSD-DF中的  $\mathbf{G}$  取值

|  | $g_{11}$     | $g_{12}$          | $g_{21}$     | $g_{22}$           |
|--|--------------|-------------------|--------------|--------------------|
| 1 $\rightarrow$ 2(V); 2 $\rightarrow$ 1(V) | $1/\sqrt{2}$ | $\theta/\sqrt{2}$ | $1/\sqrt{2}$ | $-\theta/\sqrt{2}$ |
| 1 $\rightarrow$ 2(V); 2 $\rightarrow$ 1(X) | 1            | 0                 | $1/\sqrt{2}$ | $-\theta/\sqrt{2}$ |
| 1 $\rightarrow$ 2(X); 2 $\rightarrow$ 1(V) | $1/\sqrt{2}$ | $\theta/\sqrt{2}$ | 0            | $-\theta$          |
| 1 $\rightarrow$ 2(X); 2 $\rightarrow$ 1(X) | 1            | 0                 | 0            | $-\theta$          |

如果式(7)中  $\mathbf{G}$  按表2取值时, 则可表示DF发射方案。

表2 DF中的  $\mathbf{G}$  取值

|  | $g_{11}$ | $g_{12}$ | $g_{21}$ | $g_{22}$ |
|--|----------|----------|----------|----------|
| 1 $\rightarrow$ 2(V); 2 $\rightarrow$ 1(V) | 0        | 1        | 1        | 0        |
| 1 $\rightarrow$ 2(V); 2 $\rightarrow$ 1(X) | 1        | 0        | 1        | 0        |
| 1 $\rightarrow$ 2(X); 2 $\rightarrow$ 1(V) | 0        | 1        | 0        | 1        |
| 1 $\rightarrow$ 2(X); 2 $\rightarrow$ 1(X) | 1        | 0        | 0        | 1        |

从表1、表2可以看到, 当用户2正确接收用户1的数据而用户1没有正确接收用户2的数据时(由用户间信道不对称引起), 在普通DF中用户2的数据没有被重传, 这会造成性能的恶化; 而在SSD-DF中, 用户2仍会重传自己的数据, 从而可以避免这种影响。同时SSD-DF与普通DF所用发射功率及时频资源均完全一致。图3为SSD-DF及DF方法的发射系统框图。SSD-DF与DF方法的不同在于  $\mathbf{G}$  的取值。

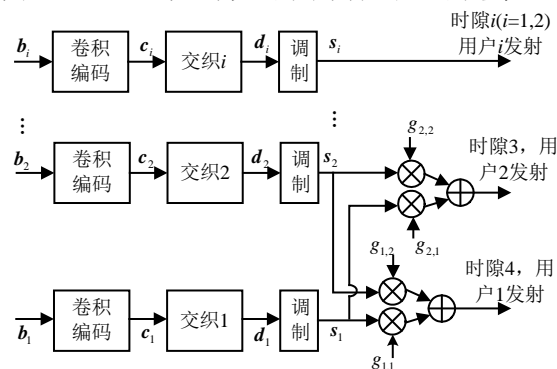


图3 发射系统框图

## 2.2 信号接收方法

如图4所示, 本文采用文献[9]中的基于向量高斯近似的迭代接收方法对SSD信号进行接收, 以获得性能与复杂度的折中。

在图4中,  $\mathbf{y}_{0,r} := [y_{0,r}(1), y_{0,r}(2), \dots, y_{0,r}(L)]^T$ ;  $L^{\text{ap}}(\cdot)$  表示后验信息;  $L^{\text{s}}(\cdot)$  表示先验信息;  $L^{\text{e}}(\cdot)$  表示外信息。基于向量高斯近似的迭代接收方法的原理是, 用卷积码解码后得到的信息作为先验信息来消去其他信号对当前解调信号的干扰, 从而获得更好的解调结果, 再重新进行卷积码解码, 以获得较好的性能。关于该算法的细节, 请参考文献[9]。

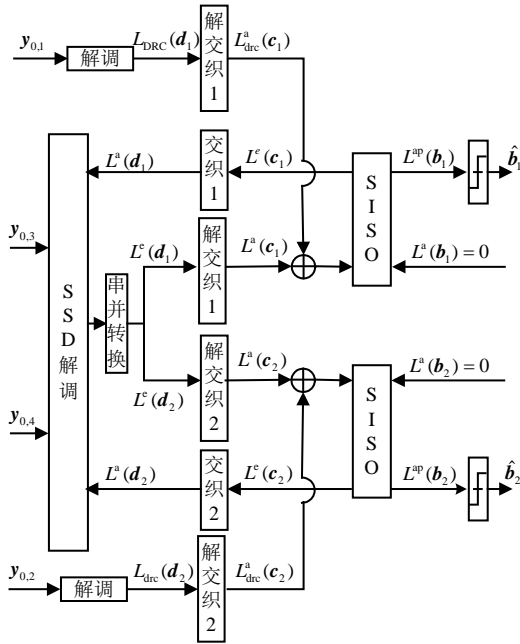


图4 接收机结构示意图

与普通SSD接收不同的是,在SSD-DF解调中,首先对时隙1、2接收信号  $y_{0,1}$ 、 $y_{0,2}$  进行软解调和解交织得到  $L^{a_{drc}}(c_i)$ ,然后将  $L^{a_{drc}}(c_i)$  (由于此时还未进行SSD解调,  $L^s(c_i)$  值均为0) 通过SISO解码得到的外信息  $L^s(c_i)$  经交织后得到的  $L^s(d_i)$  用来作为首次迭代SSD解调的先验信息以减少迭代次数; 并且通过  $L^{a_{drc}}(c_i)$  与更新后的SSD解调、解交织结果  $L^s(c_i)$  叠加参与后续的迭代运算,来实现SSD传输(时隙3、4)和直接传输(时隙1、2)两部分信号的合并。

### 3 仿真结果

仿真中每帧数据信息比特数  $L_{INF} = 116$ , CRC校验比特数  $L_{CRC} = 12$ 。第1, 2时隙均采用1/2码率卷积编码(生成多项式为  $[13,17]_8$ ), 采用QPSK调制,  $M_c = 2$ ,  $L = 128$ 。几种方法的最终码率及所用时频资源均一致。SSD-DF检测中的迭代次数为3次。

图5为各种协同方法误码率仿真结果。SSD-DF方法与DF协同方法及非协同方法相比均有较大的性能提升。以用户1的数据为例,在SSD-DF方法中,当用户2在时隙1正确接收到用户1的数据时,用户1可以同时获得时域分集和协同分集。当用户2没有在时隙1正确接收到用户1的数据时,由于用户1在时隙4仍然会传输自己的数据,可以获得时域分集,所以,SSD-DF在保证获得时域分集的情况下,有可能获得协同分集,具有最好的性能。在非协同方法中,各用户始终可以获得时域分集。由于用户间信道不对称性带来的影响,DF协同的性能最差。

### 4 结论

SSD-DF能够更有效地利用协同分集和时域分集,获得比DF协同方法更好的误码率性能,是一种信道适应性较强的高效协同分集技术。

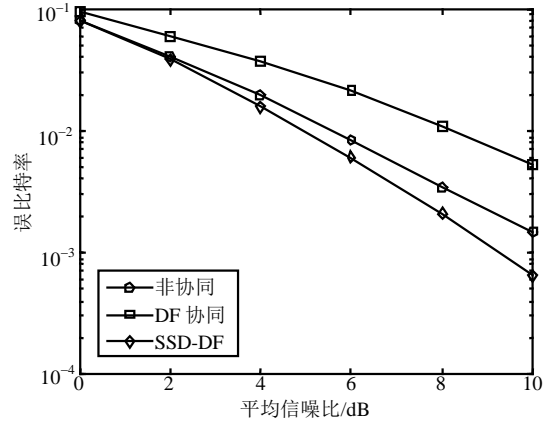


图5 误码率仿真结果

### 参考文献

- [1] SENDONARIS A, ERKIP E, AAZHANG B. User cooperation diversity.-Part I, II[J]. IEEE Trans Commun, 2003, 51(11): 1927-1948.
- [2] LANEMAN J N, TSE D, WORNELL G. Cooperative diversity in wireless networks: efficient protocols and outage behavior[J]. IEEE Trans Inf Theory, 2004, 50(12): 3062-3080.
- [3] GAO F, CUI T, NALLANATHAN A. Training signal design for channel estimation in decode-and-forward relay networks[C]//Proceedings of IEEE ICC. Beijing, China: IEEE Press, 2008: 4306-4310.
- [4] JANANI M, HEDAYAT A, HUNTER T, et al. Coded cooperation in wireless communications: space-time transmission and iterative decoding[J]. IEEE Trans Signal Processing, 2004, 52(2): 362-371.
- [5] WEI Ning, ZHANG Zhong-pei, LI Shao-qian. An adaptive space-time coded cooperation scheme in wireless communication[J]. IEICE Trans Commun, 2006, E89-B (11): 2973-2981.
- [6] BOULLE K, BELFIORE J. Modulation schemes design for the Rayleigh fading channel[C]//Proc CISS. NJ-USA: Princeton Press, 1992: 46-53.
- [7] GIRAUD X, BOUTILLON E, BELFIORE J. Algebraic tools to build modulation schemes for fading channels[J]. IEEE Trans Inf Theory, 1997, 43(3): 938-952.
- [8] BOUTROS J, VITERBO E. Signal space diversity: a power-and bandwidth-efficient diversity technique for Rayleigh fading channel[J]. IEEE Trans Inf Theory, 1998, 44(7): 1453-1467.
- [9] LI Ya-bo, XIA Xiang-gen, WANG Gen-yuan. Simple iterative methods to exploit the signal-space diversity[J]. IEEE Trans Commun, 2005, 53(1): 32-38.