

基于单载波频域均衡的双向异步空时编码方案

周成杰, 黄学军

(南京邮电大学 通信与信息工程学院, 江苏 南京 210003)

摘要:在异步双向协作通信中,异步时延严重降低系统的性能。文中提出了一种基于单载波频域均衡(SC-FDE)的空时编码方案,以此来解决异步时延问题。该方案中,两源端节点对调制信号进行分块后同时发送给中继节点;中继节点进行简单的去共轭和时间反转操作后转发至各源端节点;接收端去除自身所发信号后进行频域均衡,即可获得所需信号。理论分析与仿真表明,该方案能有效消除时延的影响,并获得满协作分集增益。

关键词:异步;空时编码;单载波频域均衡;时间反转

中图分类号:TP301

文献标识码:A

文章编号:1673-629X(2015)04-0125-05

doi:10.3969/j.issn.1673-629X.2015.04.029

A Space-time Coding Scheme for Two-way Asynchronous Communication Based on Single Carrier Frequency Domain Equalization

ZHOU Cheng-jie, HUANG Xue-jun

(College of Communication & Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China)

Abstract:In asynchronous two-way cooperative communication, asynchronous time delay seriously degrades the system performance. A space-time coding scheme based on Single Carrier Frequency Domain Equalization (SC-FDE) is proposed for this problem. In this scheme, two source nodes put the modulated signals into blocks and transmit them to the relay nodes. Some simple operations, namely complex conjugation and time reversion are implemented at relay nodes. The receivers can obtain the needed signals by subtracting their own signals from the mixed signals and doing FDE operation on signals. Theoretical analysis and simulations show that the proposed scheme can combat the timing errors effectively and achieve full cooperative diversity as well.

Key words:asynchronous;space-time coding;SC-FDE;time reversion

0 引言

近年来,双向协作通信系统^[1-3]由于其在频谱效率方面的优势而兴起。而网络编码在双向协作通信系统中得到了重要应用^[4-5]。同时,模拟网络编码^[6](Analog Network Coding)因其可以提高双向协作通信的频带利用率而得到学者的广泛关注。典型的双向协作通信系统,利用ANC原理,使两个终端节点同时向中继节点发送信息,中继节点对信息进行简单的线性处理后广播至终端节点。此过程允许在中继处发生信息碰撞,且使终端节点的信息交换周期缩短至两个时隙。

然而,在实际无线环境下,信号无论在中继节点还是在终端节点接收信息时均无法严格同步。因此,解决双向协作通信系统中的异步问题显得尤其重要。然而,近期仅对单向协作通信的异步问题研究较多^[7-12],而对双向协作通信异步问题研究较少。文献[13]提出一种线性卷积空时码来对抗时延,但是在频率选择性信道下无法获得满分集增益。文献[14]在双向协作通信系统中引入正交频分复用,结合中继处信号反转构造空时码,接收端利用最大似然检测方法。虽能有效解决等效多径时延问题,但OFDM技术高峰均功率比(PAPR)和对频率偏移(CFO)敏感的特点限

收稿日期:2014-05-11

修回日期:2014-08-14

网络出版时间:2015-01-20

基金项目:国家“973”重点基础研究发展计划项目(2013CB329005);国家科技重大专项(2012ZX03001008-003,2011ZX03005-004-03);江苏省自然科学基金重点专项(江苏“973”)(BK2011027)

作者简介:周成杰(1990-),男,硕士,研究方向为无线通信和无线技术;黄学军,副教授,研究方向为现代无线通信理论与技术。

网络出版地址: <http://www.cnki.net/kcms/detail/61.1450.TP.20150120.2203.043.html>

制了此方案性能的发挥。文献[15]提出一种空频卷积码方案来对抗异步问题,但其必须依靠高复杂度译码才能获得分集增益。

文中提出一种基于单载波频域均衡的双向异步协作通信传输方案来对抗异步时延,它有四个特点:

(1) 利用单载波技术,避免了采用 OFDM 带来的高 PAPR 和对 CFO 敏感的问题;

(2) 中继节点对接收到的信号只进行添加/去除循环前缀(CP)、时间反转和取复共轭等线性操作;

(3) 接收端只需对接收到的信号去除 CP, 然后进行频域均衡处理;

(4) 利用 ANC 原理,使系统仅需两个时隙就能发生一次信息交换,提高系统容量。

当 CP 长度大于时延长度,该方案视为完全消除时延影响,并且接收端构造空时正交码使系统可以获得满分集增益。

1 系统模型

本节以双中继协作通信系统为模型(如图 1 所示),系统包括 2 个源端节点 $S_j(j=1,2)$ 和 2 个中继节点 $R_i(i=1,2)$ 。其中,源端节点同时也是目的节点。假定系统中所有节点处均配置一个发射天线和一个接收天线,所有节点均工作在半双工模式下。中继处采用放大转发(AF)方式。

通信系统采用 ANC 方案传输信息。整个传输过程分为两个时隙:

- (1) S_1 和 S_2 同时发送各自的信号至 $R_i(i=1,2)$;
- (2) 中继节点 R_1 和 R_2 将其接收到的信号进行处理后广播发送,而 $S_j(j=1,2)$ 接收其广播信号。

通过两个时隙, S_1 和 S_2 即可完成一次信息交换。在此,假定中继节点的信号处理时间相同,忽略不计。

此外,由于 S_1 和 S_2 之间的直通链路信号衰落严重,因此文中假设 S_1 和 S_2 之间不进行直接通信。

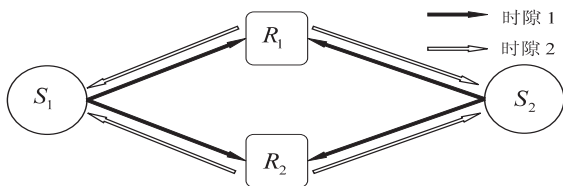


图 1 基于模拟网络编码的双向协作系统模型

文中将信道设定为频率选择性衰落信道,以使研究更接近现实。同时,假定信道为慢衰落准静态,即信道特性在两个符号分组持续时间内保持不变。用 N 维向量 $\mathbf{h}_{S_R_i}(i,j=1,2)$ 表示 S_j 与 R_i 间的准静态信道脉冲响应(CIR),且 $\mathbf{h}_{S_R_i} = [h_{S_R_i}(0), h_{S_R_i}(1), \dots, h_{S_R_i}(L_{ji} - 1), 0_{N-L_{ji}}]^T$ 。记 $\mathbf{H}_{S_R_i}$ 为一个 N 阶循环矩阵,其第一列为 $\mathbf{h}_{S_R_i}$ 。记 $\mathbf{A}_{S_R_i}$ 为一个 N 阶对角阵,其 $\mathbf{A}_{S_R_i}(k,k)$ 等于

对应信道脉冲响应 $\mathbf{h}_{S_R_i}$ 的第 k 个 FFT 系数,则有 $\mathbf{H}_{S_R_i} = \mathbf{Q}^H \mathbf{A}_{S_R_i} \mathbf{Q}$ 。其中, \mathbf{Q} 为 N 阶 FFT 矩阵,且 $Q(p+1, q+1) = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{-j\frac{2\pi pq}{N}}, \forall p, q \in [0, N-1]$, $()^H$ 表示共轭转置操作。

由信道的互易性可知, $\mathbf{H}_{S_R_i} = \mathbf{H}_{R_i S_j}$ 。

文中描述的双向协作通信系统的异步时延有三类^[14]:

(1) 在第一时隙,对每个中继节点 $R_i(i=1,2)$ 而言,其各自接收来自 S_1 和 S_2 的信号存在时延,即为第一类时延。不失一般性,假设 S_1 的发射信号先于 S_2 的信号到达中继 R_i , 将 S_2 的信号的最大时延记为 τ_{\max}^1 ;

(2) 在第二时隙,对目的节点 $S_j(j=1,2)$ 而言,其各自接收来自 R_1 和 R_2 的信号也存在时延,此为第二类时延。将最大时延差记为 τ_{\max}^2 ;

(3) 第三类时延为信道多径时延,并将其最大时延记为 τ_{\max} 。文中假设所有延时均为符号周期的整数倍。

2 双向异步协作空时编码方案

该双向协作通信系统的传输过程可概括如下:源端节点 S_1 和 S_2 将已调信号添加 CP 后同时发出;中继节点接收到两者的混合信号后,先去掉 CP,再经过简单的线性操作后添加 CP 放大转发;接收端 S_1 (或 S_2) 收到中继节点 R_1 和 R_2 转发的混合信号后,去除 CP,消除自身所发信号带来的干扰,再进行频域均衡(可使用 ZF 和 MMSE 等均衡算法),得到 S_2 (或 S_1) 所发射的信号。下面文中将从源端、中继处和接收端对信号的处理这三个方面分别进行详细说明。

(1) 源端处理。

假定在第一时隙,源端节点 S_1 和 S_2 将连续产生两个信号分组,分别表示为: $\mathbf{x}_1^1 = [x_{1,1}^1, x_{1,2}^1, \dots, x_{1,N}^1]^T$, $\mathbf{x}_1^2 = [x_{1,1}^2, x_{1,2}^2, \dots, x_{1,N}^2]^T$, $\mathbf{x}_2^1 = [x_{2,1}^1, x_{2,2}^1, \dots, x_{2,N}^1]^T$, $\mathbf{x}_2^2 = [x_{2,1}^2, x_{2,2}^2, \dots, x_{2,N}^2]^T$ 。

其中, \mathbf{x}_j^n 表示 S_j 产生的第 n 个信号分组。发送端只需在信息序列前添加长度为 l_{CP_i} 的 CP 后发送, $l_{CP_i} \geq \tau_{\max}^1 + \tau_{\max}$ 。信号的发送功率用 P_s 表示。

(2) 中继处理。

假定信道是准静态慢衰落,则视 \mathbf{x}_j^1 和 $\mathbf{x}_j^2(j=1,2)$ 经历相同的信道衰落,即两者信道矩阵相同。

中继节点 $R_i(i=1,2)$ 收到信号,去除 CP 后,可将信号表示为:

$$\mathbf{r}_i^1 = \sqrt{P_s} \mathbf{H}_{S_R_i} \mathbf{x}_1^1 + \sqrt{P_s} \mathbf{D}_{\tau_i} \mathbf{H}_{S_R_i} \mathbf{x}_2^1 + \mathbf{n}_{R_i}^1 \quad (1)$$

$$\mathbf{r}_i^2 = \sqrt{P_s} \mathbf{H}_{S_R_i} \mathbf{x}_1^2 + \sqrt{P_s} \mathbf{D}_{\tau_i} \mathbf{H}_{S_R_i} \mathbf{x}_2^2 + \mathbf{n}_{R_i}^2 \quad (2)$$

其中, \mathbf{D}_{τ_i} 表示一个 N 阶时延矩阵,且有 $\mathbf{D}_{\tau_i} =$

$$\begin{bmatrix} 0_{\tau_i, N-\tau_i} & \mathbf{I}_{\tau_i} \\ \mathbf{I}_{N-\tau_i} & 0_{N-\tau_i, \tau_i} \end{bmatrix}, \tau_i \text{ 表示信号到达相应中继 } R_i \text{ 的第一}$$

类时延; $\mathbf{n}_{R_i}^1$ 与 $\mathbf{n}_{R_i}^2$ 表示信号由源端向中继 R_i 传输过程中所受到的加性高斯噪声 (AWGN), 其每个元素均为均值为 0、方差为 1 的复高斯随机变量。

然后在中继处对连续的两个分组码块进行反转共轭处理, 具体操作如表 1 所示。

表 1 中继编码处理

	分组 1	分组 2
R_1	\mathbf{r}_1^1	$-\mathbf{r}_1^2$
R_2	\mathbf{Tr}_2^{2*}	\mathbf{Tr}_2^{1*}

其中, * 表示共轭操作符; \mathbf{T} 为 N 阶循环矩阵, 且

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 1 & \cdots & 0 \end{bmatrix}。$$

中继对信号进行表 1 所示的处理后, 再对信号进行

放大, 假定放大因子为 $\beta = \sqrt{\frac{P_R}{2P_S + 1}}$, 其中 P_R 表示中继处发送信号的平均功率。系统功率分配采用最佳功率分配策略, 即 $MP_S = NP_R = P/2$, 其中 M, N 分别为源端节点和中继节点的个数, P 表示系统总功率。

则中继处的转发信号为

$$\mathbf{t}_1^1 = \beta \mathbf{r}_1^1 \quad (3)$$

$$\mathbf{t}_1^2 = -\beta \mathbf{r}_1^2 \quad (4)$$

$$\mathbf{t}_2^1 = \beta \mathbf{Tr}_2^{2*} \quad (5)$$

$$\mathbf{t}_2^2 = \beta \mathbf{Tr}_2^{1*} \quad (6)$$

其中, $\mathbf{t}_i^n (i, n = 1, 2)$ 表示中继节点 R_i 转发的第 n 个码块。

对信号进行上述处理后, 中继 R_2 改变了连续两个分组的发送顺序, 因此, R_2 需要在接收到第二个分组后才能进行编码, 同时 R_1 需要等待一个分组周期后再进行信号转发。最后通过对每个分组添加长度为 l_{CP} 的 CP 后广播发送至 S_1 和 S_2 , 其中 $l_{CP} \geq \tau_{\max}^2 + \tau_{\max}$ 。

(3) 接收端处理。

在上述的双向协作通信系统中, S_1 和 S_2 既是发送端也是接收端, 且 S_1 和 S_2 处对接收信号的处理具有对称性, 故以 S_1 为例说明接收端信号的处理过程。 S_1 对接收到的信号去除 CP 后, 得到的两个连续信号分组码块可分别表示为:

$$\mathbf{y}_{S_1}^1 = \mathbf{H}_{S_1 R_1} \mathbf{t}_1^1 + \mathbf{D}_{\tau_R} \mathbf{H}_{S_1 R_2} \mathbf{t}_2^1 + \mathbf{n}_{S_1}^1 \quad (7)$$

$$\mathbf{y}_{S_1}^2 = \mathbf{H}_{S_1 R_1} \mathbf{t}_1^2 + \mathbf{D}_{\tau_R} \mathbf{H}_{S_1 R_2} \mathbf{t}_2^2 + \mathbf{n}_{S_1}^2 \quad (8)$$

其中, $\mathbf{D}_{\tau_R} = \begin{bmatrix} 0_{\tau_R, N-\tau_R} & \mathbf{I}_{\tau_R} \\ \mathbf{I}_{N-\tau_R} & 0_{N-\tau_R, \tau_R} \end{bmatrix}$ 表示 N 阶时延矩阵,

τ_R 表示第二类时延; $\mathbf{n}_{S_1}^1$ 和 $\mathbf{n}_{S_1}^2$ 分别为均值为 0、方差为 1 的加性高斯噪声。

由式(1)~(8)可知, $\mathbf{y}_{S_1}^1$ 和 $\mathbf{y}_{S_1}^2$ 中分别包含 S_1 端发送的两个信号分组 \mathbf{x}_1^1 和 \mathbf{x}_1^2 。由于 S_1 自身已知 \mathbf{x}_1^1 和 \mathbf{x}_1^2 信息序列, 另外, 假定源端节点 S_1 和 S_2 对自身与中继节点间的信道状态信息已知, 则 S_1 可以直接消除其接收信号中包含的由自身所发信号的干扰。对 $\mathbf{y}_{S_1}^1$ 和 $\mathbf{y}_{S_1}^2$ 消除 \mathbf{x}_1^1 和 \mathbf{x}_1^2 相关项后, 即可得

$$\mathbf{y}_1^1 = \lambda \mathbf{H}_{S_1 R_1} \mathbf{D}_{\tau_1} \mathbf{H}_{S_1 R_2} \mathbf{x}_2^1 + \lambda \mathbf{D}_{\tau_R} \mathbf{H}_{S_1 R_2} \mathbf{T} \mathbf{D}_{\tau_2}^* \mathbf{H}_{S_1 R_2}^* \mathbf{x}_2^{2*} + \mathbf{w}_1 \quad (9)$$

$$\mathbf{y}_1^2 = \lambda \mathbf{H}_{S_1 R_1} \mathbf{D}_{\tau_1} \mathbf{H}_{S_1 R_2} \mathbf{x}_2^2 + \lambda \mathbf{D}_{\tau_R} \mathbf{H}_{S_1 R_2} \mathbf{T} \mathbf{D}_{\tau_2}^* \mathbf{H}_{S_1 R_2}^* \mathbf{x}_2^{1*} + \mathbf{w}_2 \quad (10)$$

其中, $\lambda = \beta \sqrt{P_S}$; $\mathbf{w}_1 = \beta \mathbf{H}_{S_1 R_1} \mathbf{n}_{R_1}^1 + \beta \mathbf{D}_{\tau_R} \mathbf{H}_{S_1 R_2} \mathbf{T} \mathbf{n}_{R_2}^{2*} + \mathbf{n}_{S_1}^1$; $\mathbf{w}_2 = -\beta \mathbf{H}_{S_1 R_1} \mathbf{n}_{R_1}^1 + \beta \mathbf{D}_{\tau_R} \mathbf{H}_{S_1 R_2} \mathbf{T} \mathbf{n}_{R_2}^{1*} + \mathbf{n}_{S_1}^2$ 。

对信号进行 FFT 变换, 由循环矩阵的性质知, $\mathbf{H}_{S_1 R_i} = \mathbf{Q}^H \mathbf{A}_{S_1 R_i} \mathbf{Q}$, $\mathbf{D}_{\tau_i} = \mathbf{Q}^H \mathbf{A}_{\tau_i} \mathbf{Q}$, 又反转矩阵 \mathbf{T} 满足 $\mathbf{Q} \mathbf{T} \mathbf{Q}^T = \mathbf{I}$, 故可得

$$\mathbf{Y}_1^1 = \lambda \mathbf{A}_{S_1 R_1} \mathbf{A}_{\tau_1} \mathbf{A}_{S_1 R_2} \mathbf{X}_2^1 + \lambda \mathbf{A}_{\tau_R} \mathbf{A}_{S_1 R_2} \mathbf{A}_{\tau_2}^* \mathbf{A}_{S_1 R_2}^* \mathbf{X}_2^{2*} + \mathbf{W}_1 \quad (11)$$

$$\mathbf{Y}_1^2 = -\lambda \mathbf{A}_{S_1 R_1} \mathbf{A}_{\tau_1} \mathbf{A}_{S_1 R_2} \mathbf{X}_2^2 + \lambda \mathbf{A}_{\tau_R} \mathbf{A}_{S_1 R_2} \mathbf{A}_{\tau_2}^* \mathbf{A}_{S_1 R_2}^* \mathbf{X}_2^{1*} + \mathbf{W}_2 \quad (12)$$

其中, $\mathbf{W}_1 = \text{FFT}(\mathbf{w}_1)$, $\mathbf{W}_2 = \text{FFT}(\mathbf{w}_2)$; $\mathbf{X}_j^n = \text{FFT}(\mathbf{x}_j^n)$, $n, j = 1, 2$ 。

由式(11)、(12)可以看出, 此时频域中信号 \mathbf{Y}_1^1 和 \mathbf{Y}_1^2 具有类似空时编码的正交结构。记 $\mathbf{A}_1 = \mathbf{A}_{S_1 R_1} \mathbf{A}_{\tau_1} \mathbf{A}_{S_1 R_2}$, $\mathbf{A}_2 = \mathbf{A}_{\tau_R} \mathbf{A}_{S_1 R_2} \mathbf{A}_{\tau_2}^* \mathbf{A}_{S_1 R_2}^*$, 则式(11)、(12)也可用如下的矩阵形式表示:

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_1^1 \\ \mathbf{Y}_1^{2*} \end{bmatrix} = \lambda \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1 & \mathbf{A}_2 \\ \mathbf{A}_2^* & -\mathbf{A}_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{X}_2^1 \\ \mathbf{X}_2^{2*} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{W}_1 \\ \mathbf{W}_2 \end{bmatrix} \quad (13)$$

为得到源端节点 S_2 发送的信号码块 \mathbf{x}_2^1 和 \mathbf{x}_2^2 , 可通过如下处理:

$$\text{用 } \mathbf{A} = \frac{1}{\lambda} \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1^* & \mathbf{A}_2 \\ \mathbf{A}_2^* & -\mathbf{A}_1 \end{bmatrix} \text{ 左乘式(13), 得}$$

$$\tilde{\mathbf{Y}} = \begin{bmatrix} |\mathbf{A}_1|^2 + |\mathbf{A}_2|^2 & 0 \\ 0 & |\mathbf{A}_1|^2 + |\mathbf{A}_2|^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{X}_2^1 \\ \mathbf{X}_2^{2*} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{W}}_1 \\ \tilde{\mathbf{W}}_2 \end{bmatrix} \quad (14)$$

其中, $\tilde{\mathbf{W}}_1 = \frac{1}{\lambda} (\mathbf{A}_1^* \mathbf{W}_1 + \mathbf{A} \mathbf{W}_2^*)$, $\tilde{\mathbf{W}}_2 = \frac{1}{\lambda} (\mathbf{A}_2^* \mathbf{W}_1 + \mathbf{A}_1 \mathbf{W}_2^*)$ 。

由式(13)可知, 此方案理论上可以得到 2 阶分集增益。

由于接收端信号具有正交性,最大似然准则和匹配滤波器均衡方案性能相当。但是由于最大似然准则的计算复杂度在分组长度增加的情况下呈现指数级别增长。此处可采用迫零均衡(ZF-FDE)算法(也可以采用MMSE均衡算法,但文中并不是单纯研究均衡算法,故此处暂不讨论),记均衡矩阵 \mathbf{W} 为一个 $2N$ 阶对角阵,其坐标为 (i, i) 的元素可表示为

$$\mathbf{W}_{i,j} = \mathbf{W}_{(i)_N, (j)_N} = (|\mathbf{A}_1|^2 + |\mathbf{A}_2|^2)^{-1}_{i,i} \quad (15)$$

其中, $(i)_N = i \bmod N$ 。

经过ZF均衡后即可得到估计信号的频域形式 $\hat{\mathbf{X}}_1^1$ 和 $\hat{\mathbf{X}}_2^2$,再进行IFFT变换回时域,通过硬判决,在 S_1 处便可恢复 S_2 发送的信号。

3 仿真分析

本节将给出一些仿真结果与分析。源节点采用BPSK调制,帧长为256。系统中任意两节点之间为频率选择性瑞利衰落信道,设 S_1 与 R_1 间的多径数为3, R_1 与 S_2 之间的多径数为2(多径数目可根据实际情况自行设置,并不局限于3和2)。假设多径时延最大为4个符号周期。信道噪声为高斯白噪声,经过每条中继传输的信道时延在 $[0, 12]$ 之间均匀分布,故系统的最大传输时延由多径信道时延和传输时延之和决定,最大时延为16,故CP长度可设为16。目的节点均采用硬判决解调。

图2显示出了在不同的信道情况下,单向和双向异步SC-FDE协作系统的性能。首先,由图可知,当CP不足时,系统的误码严重,足够的CP可以保证较低的误码率。

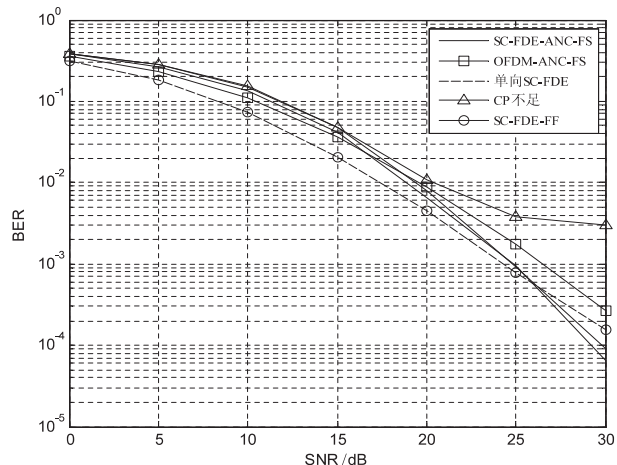


图2 不同信道情况下单、双向异步SC-FDE协作系统性能对比

其次,通过平坦衰落信道(Frequency-Flat)与频率选择性信道(Frequency-Selective)的系统性能表现对比可以看出,采用频率平坦衰落信道的系统性能在低信噪比的情况下略优于频率选择性衰落信道,在高

信噪比情况下,频率选择性衰落信道反而具有较低的误码率,其系统性能要优于同信噪比下的频率平坦衰落信道系统。

同时,通过对采用OFDM方案和SC-FDE方案的比较,可以发现,在高信噪比下,SC-FDE方案有更好的误码性能。最后,由图可以看出,在相同的信噪比条件下,双向协作通信系统的误码性能仅略低于单向协作系统的误码性能。

由前所述,源端节点接收到的信号在频域中具有类似Alamouti-STBC的正交结构,因此可以获得协作分集增益。图3将文中提出的基于SC-FDE的异步空时编码方案与Alamouti的 2×1 MIMO和 2×2 MIMO系统的性能进行对比,可以发现文中方案可以获得与Alamouti 2×1 MIMO系统性能曲线相似的曲率,说明该方案可获得2阶分集增益。

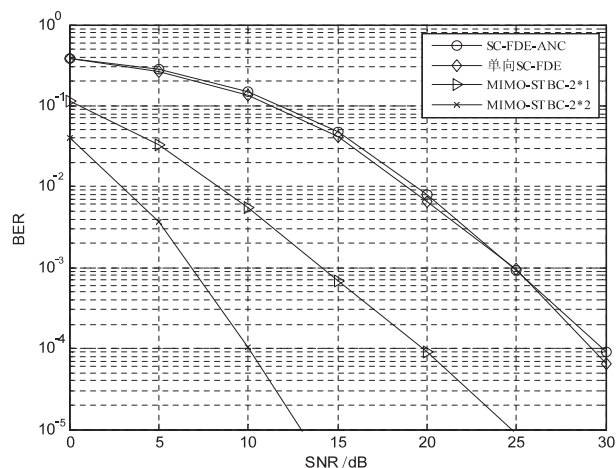


图3 方案的分集增益

4 结束语

针对双向异步通信问题,文中提出了一种基于SC-FDE的双向异步空时编码方案。源端节点对调制信号进行分块添加CP后直接发送给所有中继节点。中继节点将接收信号去除CP后,只需进行简单的取共轭和时间反转(码序反转)操作,再添加CP即可放大转发给目的节点。接收端对信号去除CP后进行FFT,在频域中获得类似Alamouti-STBC的正交结构,通过MRC进行合并,即可获得满协作分集增益。通过基于ZF的线性均衡器,对合并信号进行均衡操作,利用IFFT将信号变换回时域后判决输出。该方案可以获得较低的误码率,同时中继节点对信号的处理复杂度相对较低。

在中继节点如何进行编码,以使此方案应用到中继数为4个、6个等多中继的协作系统中,以及如何最优分配各节点的功率以达到最佳的系统性能是未来研究的重点。

参考文献:

[1] Khandani A K. Two-way (true full-duplex) wireless[C]//Proc of 13th Canadian workshop on information theory. Canada:IEEE,2013;33-38.

[2] 李根. 无线中继通信系统的容量优化技术研究[D]. 北京:北京邮电大学,2012.

[3] Cheng Zhiyu,Devroye N. Two-way networks;when adaptation is useless[J]. IEEE Transactions on Information Theory,2014,60(3):1793-1813.

[4] 刘进芬. 协作通信中网络编码技术的研究[D]. 南京:南京邮电大学,2013.

[5] 赵明峰,周亚建,原泉,等. 物理层网络编码研究进展[J]. 计算机应用,2011,31(8):2015-2020.

[6] Katti S,Gollakota S,Katabi D. Embracing wireless interference: analog network coding [C]//Proc of ACM SIGCOMM. [s. l.]:ACM,2007;397-408.

[7] 鲍晶晶,赵兴华. 异步 OFDM 空时协同分集方案[J]. 通信技术,2011,44(7):7-9.

[8] Li Zheng, Xia Xianggen, Lee M H. A simple orthogonal space-time coding scheme for asynchronous cooperative systems for frequency selective fading channels [J]. IEEE Transactions on Communications,2010,58(8):2219-2224.

[9] 季彦呈,高洋,葛建华. 无线网络中的一种异步差分空时

协作方案[J]. 西安电子科技大学学报,2009,36(1):74-79.

[10] Zhong Z,Zhu S,Nallanathan A. Distributed space-time trellis code for asynchronous cooperative communications under frequency-selective channels [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications,2009,8(2):796-805.

[11] 高贞贞,朱世华,徐静. 放大转发异步协作通信系统中的差分空时频传输方案[J]. 西安交通大学学报,2009,43(6):62-66.

[12] 孙德春,熊海良,李晓辉,等. 基于单载波频域均衡的异步空时协作传输机制[J]. 电子学报,2011,39(4):780-784.

[13] Guo X,Xia X G. Distributed linear convolutive space-time codes for asynchronous cooperative communication networks [J]. IEEE Trans on Wireless Communications,2008,7(5):1857-1861.

[14] Li Z,Xia X G,Li B. Achieving full diversity and fast ML decoding via simple analog network coding for asynchronous two-way relay networks[J]. IEEE Transactions on Communications,2009,57(12):3672-3681.

[15] Zhang W,Gao F,Yin Q,et al. Space-frequency convolutional coding for frequency-asynchronous AF relay networks [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology,2012,61(5):2412-2418.

(上接第124页)

震仪中。文中对低功耗 RS 码的设计也起到了很好的指导作用。

参考文献:

[1] 刘振武,撒利明,董世泰,等. 地震数据采集核心装备现状及发展方向[J]. 石油地球物理勘探,2013,48(4):663-675.

[2] 罗福龙. 地震勘探仪器技术发展综述[J]. 石油仪器,2005,19(2):1-5.

[3] 曹雪虹,张宗橙. 信息论与编码[M]. 北京:清华大学出版社,2009.

[4] 李韬,王平. 控制网络通信中差错控制系统的研究与实现[J]. 微机发展(现更名:计算机技术与发展),2003,13(8):48-50.

[5] 汪海山,马骋,贾惠波. 低复杂度 Reed-Solomon 解码器在地震勘探仪器中的应用[J]. 仪器仪表学报,2010,31(7):1632-1637.

[6] 温明才,刘峰. 基于喷泉码的不等差错保护技术实现[J]. 计算机技术与发展,2011,21(4):69-72.

[7] 杜传报,王欣,张鹏. 基于 RS 码的跳频信号发生器的设计[J]. 计算机技术与发展,2012,22(1):195-197.

[8] Biard L,Noguet D. Choice and implementation of a Reed-Solomon code for low power low data rate communication

systems[C]//Proc of radio and wireless symposium. Long Beach,CA:IEEE,2007;365-368.

[9] Truong Trieu-Kien,Jeng J H,Hung King-Chu. Inversionless decoding of both errors and erasures of Reed-Solomon code [J]. IEEE Transactions on Communications,1998,46(8):973-976.

[10] Zhang Wei,Wang Jing,Zhang Xinmiao. Low-power design of Reed-Solomon encoders[C]//Proc of 2013 IEEE international symposium on circuits and systems. Beijing:IEEE,2013;1560-1563.

[11] Wu Xiaojun,Shen Xianghui,Zeng Zhibin. An improved RS encoding algorithm[C]//Proc of 2012 2nd international conference on consumer electronics, communications and networks. Yichang:IEEE,2012;1648-1652.

[12] Ren Zhigang,Yao Dongping. An improved high-speed RS encoding algorithm[C]//Proc of 2009 3rd IEEE international symposium on microwave, antenna, propagation and EMC technologies for wireless communications. [s. l.]:IEEE,2009;521-523.

[13] 谭思炜,潘红兵. 基于 RS 码的可重构有限域乘法器的设计与实现[J]. 计算机应用与软件,2011,28(8):281-283.

[14] 付兴,樊孝明. 一种低复杂度 RS 编码器的 FPGA 实现[J]. 电视技术,2011,35(9):50-53.

基于单载波频域均衡的双向异步空时编码方案

作者：[周成杰](#)，[黄学军](#)，[ZHOU Cheng-jie](#)，[HUANG Xue-jun](#)
作者单位：[南京邮电大学 通信与信息工程学院](#)，[江苏 南京](#)，[210003](#)
刊名：[计算机技术与发展](#)[ISTIC](#)
英文刊名：[Computer Technology and Development](#)
年，卷(期)：[2015 \(4\)](#)

引用本文格式：[周成杰](#)，[黄学军](#)，[ZHOU Cheng-jie](#)，[HUANG Xue-jun](#) [基于单载波频域均衡的双向异步空时编码方案](#) [期刊论文] - [计算机技术与发展](#) 2015 (4)