

多径信道下的异步分布式线性卷积空时编码

种稚萌 朱世华 吕刚明

(西安交通大学电子与信息工程学院 西安 710049)

摘要: 分布式空时编码系统中, 由于各个中继节点之间的传输不同步会造成分布式空时编码的性能损失。针对这一问题, 该文设计了一种异步分布式线性卷积空时编码。通过一种具有特殊结构的生成矩阵的设计, 该编码可以在多径信道和中继节点异步传输模型下获得满分集增益。另外, 由于该编码的线性特性, 因而可以使用迫零(ZF), 最小均方误差(MMSE)以及基于最小均方误差的判决反馈(MMSE-DFE)检测器检测。理论分析和仿真结果均表明, 该文提出的异步分布式线性卷积空时编码可以在没有同步传输的假设下, 采用次最优检测器来获得满分集增益。

关键词: 无线通信; 异步协作分集; 分布式空时编码; 分布式线性空时卷积码; 多径信道

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)06-1415-05

Asynchronous Distributed Linear Convolutional Space-Time Code under Multipath Channels

Zhong Zhi-meng Zhu Shi-hua Lü Gang-ming

(School of Electronic and Information Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: The performance of distributed space-time code can be severely degraded due to timing offsets among relay nodes. Focusing on this problem, an Asynchronous Distributed Linear Convolutional Space-Time Code (ADLC-STC) is proposed in this paper. By designing a family of generating matrices with special structures, the proposed ADLC-STC can achieve full diversity order under frequency-selective channels without the synchronous assumption. Moreover, because of its linearity, the proposed ADLC-STC can be decoded by zero-forcing (ZF), MMSE, MMSE-DFE detectors. Theoretical analysis and simulation results show that, with the suboptimal detectors, the ADLC-STC can achieve full diversity order without the synchronous transmission assumption.

Key words: Wireless communication; Asynchronous cooperative diversity; Distributed space-time code; Distributed linear convolutional space-time code; Multipath channel

1 引言

在无线通信网络中, 信道的频率选择性以及时间选择性衰落是导致接收信号畸变的重要因素。利用在时间、频率、空间上的分集方法可以减轻信道衰落给接收信号带来的影响。文献[1,2]提出了一种新颖的分集方法, 即信源节点利用无线网络中其他节点作为中继节点, 通过中继节点间的协作来发送数据。文献[3-5]称这种分集方法为协作分集(Cooperative diversity)。

为了进一步利用协作分集带来的增益, 文献[4]在中继节点传输同步的前提下, 提出利用多个空闲的中继节点构造分布式空时编码。然而, 与传统的多输入多输出(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO)系统不同的是: 由多个中继节点构成的“虚拟”发射天线阵列, 由于各节点的位置不同, 很难实现同步传输。为了获得满分集增益, 需要对各中继节点的数据传输进行同步, 从而大大增加了系统开销。针对该问题, 文献[6-14]对中继节点异步传输情况下的分布式空时编码的

设计进行了研究。文献[6]在每个中继节点引入随机人工时延以获得分集增益, 然而该方案并不能够保证获得最大分集增益。文献[7]对异步传输引起的性能损失进行了分析。文献[8-10]分别提出了在中继节点异步传输情况下可以获得满分集增益的分布式空时分组码和分布式空时格型码。然而, 文献[8-10]所提出的编码设计均基于平坦衰落信道的假设, 不能在多径信道下获得最大多径分集增益。文献[11]利用时间反转(time-reversal)空时分组码获得最大多径分集增益, 但却以牺牲传输速率为代价。文献[12]虽然利用正交频分复用(OFDM)技术来抵抗多径和中继节点的异步传输所造成的符号间干扰, 但其无法获得多径分集增益。文献[13]利用OFDM技术在频域和空域上进行联合编码, 从而在异步协作分集系统中获得最大多径分集增益。为了获得满分集增益, 文献[8-13]均需要使用最大似然序列检测(Maximum-Likelihood Sequence Detection, MLSD), 其复杂度随着中继个数、星座大小呈指数级增长。于是, 文献[14]提出一种可以使用次最优检测器(包括, 迫零(ZF), 最小均方误差(MMSE)以及基于最小均方误差的判决反馈检测器(MMSE-DFE))获得满分集增益的异步分布式空时卷积编码。但是, 该方案仅考虑了中

继之间的不同步问题,并未考虑多径信道模型下的编码设计。并且,该方案不能在多径信道下获得满分集增益。

基于一种特殊生成矩阵的构造,本文设计了一种在多径信道模型下可以获得满分集增益的异步分布式线性卷积空时编码(Asynchronous Distributed Linear Convolutional Space-Time Code, ADLC-STC)。同时,与文献[14]的编码类似,由于ADLC-STC是线性的,因此它可以利用ZF,MMSE和MMSE-DFE等次最优检测器进行检测。与已有文献相比,理论分析和仿真结果均表明本文提出的ADLC-STC可以在没有中继节点同步假设前提下,利用MLSD检测器以及次最优检测器获得最大多径分集增益。

2 系统模型

本文假设网络中的所有终端均只有一根天线。多中继节点的分布式空时码的工作流程分为两个阶段^[4]。在阶段1中,信源节点 S 向中继节点 R_1, R_2, \dots, R_M 广播信息。中继节点将接收信号进行译码并进行循环冗余校验(CRC)。假设中继节点可以通过CRC校验完全判断出译码是否正确^[6,9,10]。于是,在阶段2中所有正确译码的中继节点向目的节点 T 发送经过重新编码后的数据。由于一个可以获得最大分集增益且具有 M 个中继节点参与的异步分布式空时协作传输方案在仅有 $M - M_f$ 个中继节点参与阶段2的传输时,依然可以获得满分集增益^[9,10],其中 M_f 为译码错误的中继节点个数。因此,根据文献[9,10],我们考虑所有中继节点都参与阶段2传输的情况,亦即假设所有中继节点均可以正确译码来自信源节点的数据。根据以上传输协议,目的节点在阶段2的接收信号为

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}\mathbf{X}_\Delta + \mathbf{n} \quad (1)$$

其中 \mathbf{y} 为接收信号向量, \mathbf{n} 为均值为0方差为 N_0 的复高斯白噪声, \mathbf{h} 定义为

$$\mathbf{h} = [h_1(0), \dots, h_1(L-1), h_2(0), \dots, h_2(L-1), \dots, h_M(0), \dots, h_M(L-1)] \quad (2)$$

其中 $h_i(j), 1 \leq i \leq M, 0 \leq j \leq L-1$ 为第 i 个中继与目的节点之间多径信道的第 j 径的信道衰落系数, $h_i(j)$ 服从均值为0方差为 σ_j^2 的复高斯分布,且 $\sum_{j=0}^{L-1} \sigma_j^2 = 1$, L 为多径数。定义

$$\mathbf{X} = [\mathbf{X}_1^T, \mathbf{X}_2^T, \dots, \mathbf{X}_M^T]^T \quad (3)$$

$$\mathbf{X}_i = \begin{bmatrix} x_i(1) & x_i(2) & \dots & x_i(N) & \dots & 0 \\ 0 & x_i(1) & \dots & x_i(N-1) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & x_i(N-L+1) & \dots & x_i(N) \end{bmatrix} \quad (4)$$

其中 $i = 1, \dots, M$, $\mathbf{x}_i = [x_i(1), \dots, x_i(N)]$ 为中继 i 所传输的数据, N 为帧长。由于中继节点之间的传输时延不同,使得

$$\mathbf{X}_\Delta = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{L \times \tau_1} & \mathbf{X}_1 & \mathbf{0}_{L \times (\tau - \tau_1)} \\ \mathbf{0}_{L \times \tau_2} & \mathbf{X}_2 & \mathbf{0}_{L \times (\tau - \tau_2)} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{0}_{L \times \tau_M} & \mathbf{X}_M & \mathbf{0}_{L \times (\tau - \tau_M)} \end{bmatrix} \quad (5)$$

其中定义延时分布 $\Delta = [\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_M]$, $\mathbf{0}_{m \times n}$ 为 $m \times n$ 维全零矩阵, τ_i 是中继 R_i 的时延, τ 为所有 M 个中继节点的最大时延,即 $\tau = \max_{1 \leq i \leq M} \{\tau_i\}$ 。根据文献[8-14],本文假设 τ_i 是传输符号的整数倍,并且目的节点已知完整信道状态信息以及 τ_i 。为了防止帧间干扰,将帧与帧之间插入全零的前缀,且前缀长度不小于 $\tau + L - 1$ 。

由式(5)看出,由于各个中继的传输时延不同,导致 $\mathbf{X}_1, \dots, \mathbf{X}_M$ 的发射数据矩阵有相互移位,使得 \mathbf{X}_Δ 不一定行满秩。在这种情况下,传统的空时编码(比如,正交空时分组码以及延时分集^[15]等),难以确保获得满分集增益。针对上述多径信道下的异步传输信号模型,为了获得满分集增益,本文将对发射信号 \mathbf{x}_i 进行设计以获得满分集增益。

3 异步分布式线性卷积空时编码

与文献[14]类似,各中继节点在正确接收到信源信息符号序列 $\mathbf{s} = [s_1, \dots, s_l]^T \in \mathcal{C}^{1 \times l}$ 后,其中, \mathcal{C} 为复数域,将 \mathbf{s} 通过Toeplitz矩阵 \mathbf{T}_i 线性转换为 \mathbf{x}_i ,即

$$\mathbf{x}_i = \mathbf{T}(\mathbf{v}_i, l) \mathbf{s} \quad (6)$$

其中,Toeplitz矩阵 $\mathbf{T}(\mathbf{v}_i, l) \in \mathcal{C}^{N \times l}$, $N = l + k - 1$,由向量 $\mathbf{v}_i \triangleq [v_{i0}, \dots, v_{i(k-1)}] \in \mathcal{C}^{1 \times k}$ 生成,亦即

$$\mathbf{T}(\mathbf{v}_i, l)_{m,n} = \begin{cases} v_{i(m-n)}, & 0 \leq m-n < k \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (7)$$

这里 $\mathbf{T}(\mathbf{v}_i, l)_{m,n}$ 表示矩阵 $\mathbf{T}(\mathbf{v}_i, l)$ 的第 m 行第 n 列的元素。

因此, \mathbf{x}_i 是通过 \mathbf{s} 与 \mathbf{v}_i 卷积得到的。由于两个矢量的卷积对应于两个矢量的多项式形式的乘积,因此,ADLC-STC编码器实际上是由 M 个生成多项式 $p_1(z), p_2(z), \dots, p_M(z)$ 决定的,其中 $p_i(z) = v_{i0} + v_{i1}z + \dots + v_{i(k-1)}z^{k-1}$ 。可以看出,Toeplitz矩阵的向量 \mathbf{v}_i 是由生成多项式的系数组成的。每一个中继 R_i 有一个生成多项式 $p_i(z)$,于是中继 R_i 的发射信号 \mathbf{x}_i 的多项式形式可以写为^[14] $p_s(z)p_i(z)$,其中 $p_s(z) = s_1 + s_2z + \dots + s_lz^{l-1}$ 。由于中继 R_i 和 T 之间的第 l 径上的发射信号相对于第1径上的信号有 l 个符号的延时,所以第 l 径上的信号可以等效为由生成多项式 $p_{il}(z) \triangleq z^l p_i(z)$ 产生的。如果进一步考虑异步传输情况,则编码矩阵 \mathbf{X}_Δ 可以等效为由生成多项式 $z^{\tau_1} p_{10}(z), \dots, z^{\tau_1} p_{1(L-1)}(z), \dots, z^{\tau_M} p_{M0}(z), \dots, z^{\tau_M} p_{M(L-1)}(z)$ 产生的。不妨将生成多项式的系数写成向量形式,则 $z^{\tau_i} p_{ij}(z)$ 的向量形式可以定义为 $\mathbf{v}_{i,\Delta} = [\mathbf{0}_{1 \times (\tau_i + j)}, \mathbf{v}_i, \mathbf{0}_{1 \times (L + \tau - \tau_i - j - 1)}]$ 。

3.1 ADLC-STC 的生成多项式设计

为了能够在异步协作通信系统中获得满分集增益,以下定理1给出了生成多项式 $p_1(z), p_2(z), \dots, p_M(z)$ 的系数所需满足的条件。

定理 1 当生成多项式 $p_1(z), p_2(z), \dots, p_M(z)$ 的系数满足: 对于任意非负 $\tau_i \in \mathbb{Z}$, $i = 1, 2, \dots, M$, \mathbb{Z} 为非负整数域, 当且仅当所有 $c_{il} = 0$ 时, $1 \leq i \leq M, 0 \leq l \leq L-1$, $\sum_{i=1}^M \sum_{l=0}^{L-1} c_{il} \mathbf{v}_{ij, \Delta} = 0$ 。那么, 由生成多项式 $p_1(z), p_2(z), \dots, p_M(z)$ 产生的空时编码矩阵 \mathbf{X} 能够在异步协作通信中获得满分集增益。

证明 根据空时编码的秩准则^[15], 对于任意非负 $\tau_i \in \mathbb{Z}$, 若码字矩阵 \mathbf{X}_Δ 行满秩, 则该编码可获得满分集增益, 亦即, 当且仅当所有 $c_{il} = 0$ 时, $1 \leq i \leq M, 0 \leq l \leq L-1$, $\sum_{i=1}^M \sum_{l=0}^{L-1} c_{il} p_s(z) \tau^i p_{ij}(z) = 0$ 。由于可以将多项式系数写成向量形式, 并且 $p_s(z)$ 为非零多项式, 所以当且仅当所有 $c_{il} = 0$ 时, $1 \leq i \leq M, 0 \leq l \leq L-1$, $\sum_{i=1}^M \sum_{l=0}^{L-1} c_{il} \mathbf{v}_{ij, \Delta} = 0$, 可获得满分集增益。证毕

定义多个多项式的系数向量构成的矩阵为生成矩阵, 即

$$\mathbf{P}_M = [\mathbf{v}_{10}^T, \dots, \mathbf{v}_{1(L-1)}^T, \dots, \mathbf{v}_{M0}^T, \dots, \mathbf{v}_{M(L-1)}^T]^T \quad (8)$$

于是根据定理 1, 在异步传输模式下获得满分集增益的充分与必要条件是: 当且仅当在任意延时分布下, 异步等效生成矩阵 $\mathbf{P}_{M, \Delta} = [\mathbf{v}_{10, \Delta}^T, \dots, \mathbf{v}_{1(L-1), \Delta}^T, \dots, \mathbf{v}_{M0, \Delta}^T, \dots, \mathbf{v}_{M(L-1), \Delta}^T]^T$ 行满秩。

定理 2 如果生成多项式集合 $[p_1(z), \dots, p_M(z)]$ 的矩阵形式 $\mathbf{V} = [\mathbf{v}_1^T, \dots, \mathbf{v}_M^T]^T$ 的第 m 行第 n 列元素满足以下条件:

$$\mathbf{V}_{m,n} \begin{cases} \neq 0, & n = 1 + Lt, \quad 0 \leq t < \Gamma_m \\ = 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (9)$$

其中

$$\begin{aligned} \Gamma_1 &= 1 \\ \Gamma_m &= \sum_{i=1}^{m-1} \Gamma_i + 1, \quad m > 1 \end{aligned} \quad (10)$$

则由该生成多项式集合构成的生成矩阵 \mathbf{P}_M 能够在任意延时分布 Δ 下保证 $\mathbf{P}_{M, \Delta}$ 均满秩。

证明 首先, 需要证明该生成多项式集合构成的等效生成矩阵 $\mathbf{P}_{M, \Delta}$ 的最后 L 行与前 $(M-1)L$ 行线性无关: 令第 $(M-1)L+1$ 行(即 $\mathbf{v}_{M0, \Delta}$)的第 1 个非零元素位于第 t_0 列, 则由式(9)可知, 第 $(M-1)L+1$ 行除了第 $t_0, t_0+L, \dots, t_0+(L-1)L$ 列非零以外, 其他列均为零。同理, 第 $(M-1)L+l$ 行, $1 \leq l \leq L$, 除了第 $t_0+l-1, t_0+L+l-1, \dots, t_0+(L-1)L+l-1$ 列非零以外, 其他列均为零。所以, 最后 L 行是线性无关的。定义行集合 $\mathcal{V}_1 = \{v_{10, \Delta}, v_{11, \Delta}, \dots, v_{1(L-1), \Delta}\}$, $\mathcal{V}_2 = \{v_{20, \Delta}, v_{21, \Delta}, \dots, v_{2(L-1), \Delta}\}$, \dots , $\mathcal{V}_M = \{v_{M0, \Delta}, v_{M1, \Delta}, \dots, v_{M(L-1), \Delta}\}$ 。对于最后 L 行中的任一行, 不失一般性, 不妨针对第 $(M-1)L+1$ 行。根据式(9)的定义, \mathbf{P}_M 的任一行的相邻两个非零元素之间间隔 $L-1$ 个零。因此, 如果前 $(M-1)L$ 行能够线性表示为第 $(M-1)L+1$ 行, 那么前 $(M-1)L$ 行的线性组合必然不包含同一个行集合中的行向量。根据式(10)中 Γ_m 的定义, 前 $(M-1)L$ 行来自不同行集合的行向量的线性组合的非零列个数必小于第 $(M-1)L$

+1 行的非零列个数, 所以 $\mathbf{v}_{M0, \Delta}$ 不能被前 $(M-1)L$ 线性表示。同时, 最后 L 行的其他行的线性组合不能消去第 $(M-1)L+1$ 行任意非零列。所以, 第 $(M-1)L+1$ 行不能被 $\mathbf{P}_{M, \Delta}$ 其他行线性表示。同理, 最后 L 行中的任一行均不能被其他行线性表示。所以, $\mathbf{P}_{M, \Delta}$ 的最后 L 行与前 $(M-1)L$ 行线性无关。

然后, 我们利用数学归纳法证明定理 2。当 $M=1$ 时, 定理 2 显然成立。假设, $M-1$ 时定理 2 成立, 即 $\mathbf{P}_{M-1, \Delta}$ 满秩。如果 $\mathbf{P}_{M, \Delta}$ 的行的线性组合为 0, 则根据前面的证明, 最后 L 行的系数必为 0。又根据假设 $\mathbf{P}_{M-1, \Delta}$ 满秩, 则 $\mathbf{P}_{M, \Delta}$ 前 $(M-1)L$ 行的系数也必为 0, 所以 $\mathbf{P}_{M, \Delta}$ 满秩。证毕

需要强调的是, 为了使各中继节点的发射功率相同^[16], 利用定理 2 得到的生成多项式需要满足 $\|\mathbf{v}_1\|^2 = \dots = \|\mathbf{v}_M\|^2 = 1/M$, 其中 $\|\cdot\|$ 为 F 范数。另外, 根据定理 2 所得的生成多项式的最大记忆长度 $k = 1 + L(\Gamma_M - 1)$, 所以 ADLC-STC 的传输速率为

$$\frac{l}{l+k+L+\tau-2} = \frac{l}{l+L\Gamma_M+\tau-1} \approx 1 \text{ symbols/per channel use (spcu)} \quad (11)$$

其中当信息符号序列长度 l 很大时, 约等号成立。

表 1 给出了根据定理 2 得到的不同中继数和多径数情况下 ADLC-STC 的设计实例。

表 1 ADLC-STC 的设计实例

生成多项式 \mathbf{v}_i	
$M=2, L=2$	$[1/\sqrt{2}, 0, 0], [1/2, 0, 1/2]$
$M=2, L=3$	$[1/\sqrt{2}, 0, 0, 0], [1/2, 0, 0, 1/2]$
$M=3, L=2$	$[1/\sqrt{3}, 0, 0, 0, 0, 0], [1/\sqrt{6}, 0, 1/\sqrt{6}, 0, 0, 0], 1/\sqrt{12} [1, 0, 1, 0, 1, 0]$
$M=3, L=3$	$[1/\sqrt{3}, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0], [1/\sqrt{6}, 0, 0, 1/\sqrt{6}, 0, 0, 0, 0, 0], 1/\sqrt{12} [1, 0, 0, 1, 0, 0, 1, 0, 0]$

3.2 ADLC-STC 的次最优检测

若将式(1)写成多项式形式, 则有

$$\begin{aligned} y(z) &= p_s(z) \sum_{i=1}^M \sum_{j=0}^{L-1} h_i(j) z^{\tau_i+j} p_i(z) + n(z) \\ &= p_s(z) g(z) + n(z) \end{aligned} \quad (12)$$

其中

$$g(z) = \sum_{i=1}^M \sum_{j=0}^{L-1} h_i(j) z^{\tau_i+j} p_i(z) \quad (13)$$

不难得出, $g(z)$ 的向量形式为 $\mathbf{g} = \mathbf{h} \mathbf{P}_{M, \Delta}$ 。于是, 式(1)又可以写为

$$\mathbf{y} = \mathbf{T}(\mathbf{g}, l) \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (14)$$

从式(14)中可以看出, ADLC-STC 的接收信号相当于发送信号 \mathbf{s} 经过等效信道矩阵 $\mathcal{H} = \mathbf{T}(\mathbf{g}, l)$ 发送到接收端。

文献[17]给出了空时编码可以在次最优检测条件下, 获得满分集增益的充分条件, 即^[17]

定理 3 如果线性空时编码的等效信道矩阵 \mathcal{H} 满足 $\|\mathcal{H}\| \leq a\|\mathbf{H}\|$ 以及 $\det(\mathcal{H}^H\mathcal{H}) \geq b\|\mathbf{H}\|^{2l}$, 其中 \mathbf{H} 为实际信道矩阵; a 和 b 均为独立于 \mathbf{H} 的正常数, 则该空时编码可以在 ZF, MMSE 检测下, 获得满分集增益。

根据以上准则, 以下定理表明 ADLC-STC 可以利用 ZF, MMSE, MMSE-DFE 检测获得满分集增益。

定理 4 若 ADLC-STC 满足定理 1, 则该编码可以在异步传输和多径信道条件下, 利用 ZF, MMSE, MMSE-DFE 检测获得满分集增益。

证明 因为 $\mathbf{P}_{M,\Delta}$ 对于任意延时分布均行满秩, 所以 $\mathbf{P}_{M,\Delta}$ 的奇异值满足 $0 < \lambda_{\min}(\mathbf{P}_{M,\Delta}) \leq \dots \leq \lambda_{\max}(\mathbf{P}_{M,\Delta})$ 。因为最大的时延 τ 是有限的, 所以存在有限个延时分布 Δ 。定义 $\lambda_{\min} = \min_{\text{所有}\Delta} \{\lambda_{\min}(\mathbf{P}_{M,\Delta})\}$ 和 $\lambda_{\max} = \max_{\text{所有}\Delta} \{\lambda_{\max}(\mathbf{P}_{M,\Delta})\}$, 于是有

$$\|\mathcal{H}\| = \|\mathbf{T}(\mathbf{g}, l)\| = l\sqrt{\mathbf{g}\mathbf{g}^H} \leq l\lambda_{\max}\|\mathbf{h}\| \quad (15)$$

所以, 等效信道矩阵 \mathcal{H} 满足 $\|\mathcal{H}\| \leq a\|\mathbf{H}\|$ 。与文献[14]的定理 5 的证明相同, 我们可以得到 $\det(\mathcal{H}^H\mathcal{H}) = \det(\mathbf{T}(\mathbf{g}, l)^H \cdot \mathbf{T}(\mathbf{g}, l)) \geq c\lambda_{\max}^2\|\mathbf{h}\|^{2l}$, 其中 c 为与 $\|\mathbf{h}\|$ 无关的正常数。所以, ADLC-STC 可以在 ZF, MMSE 检测条件下, 获得满分集增益。另外, 由于 MMSE-DFE 检测器的性能优于 ZF 和 MMSE 检测器, 故 MMSE-DFE 检测器也可以获得满分集增益。

证毕

4 仿真与讨论

本节将对本文提出的 ADLC-STC 进行仿真。假设每帧包含 130 个符号, 即 $l = 130$, 并假设最大延时为 $\tau = 3$, 且所有中继节点的时延在 $\{0, 1, \dots, \tau\}$ 集合中随机选择。信道为多径信道, 且每径功率相同, 即 $\sigma_0^2 = \dots = \sigma_{L-1}^2 = 1/L$ 。假设中继节点和目的节点均只有一根天线。另外, MMSE-DFE 均衡器的前向滤波器和反馈滤波器抽头数分别为 $3(k + \tau)$ 和 $2(k + \tau)$ 。

图 1 和图 2 分别给出了中继数为 2 和 3, 多径数为 2 时, ADLC-STC 和文献[14]中利用 SFR 生成矩阵设计的分布式卷积空时码(SFR-STC)以及延时分集的误码率曲线。图 1 采用的是 QPSK 调制方式, 图 2 采用的是 BPSK 调制方式。ADLC-STC 所采用的生成多项式由表 1 提供。在中继数为 2 时, SFR-STC 的生成多项式为 $[0.5, 0.5, 0]$, $[0.5, 0, -0.5]$ 。中继数为 3 时, SFR-STC 的生成多项式为 $(1/\sqrt{3})[1, 0, 0]$, $(1/\sqrt{6})[1, 1, 0]$ 和 $(1/\sqrt{6})[1, 0, -1]$ 。ADLC-STC 和 SFR-STC 均采用 MLSD 和 MMSE-DFE 检测, 延时分集采用 MLSD 检测。从图 1 和图 2 可以看到, ADLC-STC 在 MLSD 和 MMSE-DFE 检测下, 误码率曲线的斜率与同步假设下的延时分集的斜率是相同的, 这说明 ADLC-STC 可以在异步传输下采用 MLSD 检测器以及次最优检测器获得满分集增益。另外, 虽然 ADLC-STC 的误码率曲线和同步传输下的延时分集的误码率曲线的斜率相同, 但同步传输的延时分集的误码率性能

优于 ADLC-STC, 这是因为在同步传输下延时分集的编码矩阵满足迹正交限制(trace orthogonality constraint^[14]), 但定理 2 得到的 ADLC-STC 不能满足迹正交限制。尽管如此, 从图 1 和图 2 可以看出, 在异步传输情况下, 当 E_b/N_0 大于 14dB 时, 采用最大似然检测的 ADLC-STC 误码率性能优于最大似然检测的延时分集的误码率性能。同时, 从图 1 还可以看出, 当 E_b/N_0 大于 20dB 时, 采用最优检测的延时分集的性能不如采用 MMSE-DFE 检测的 ADLC-STC。这均是由于延时分集不能保证在异步传输下获得满分集增益。另外, 从图 1 和图 2 还可以看到, 由于 SFR-STC 不能在多径信道条件下获得满分集增益, 因此, ADLC-STC 的误码率性能在 MLSD 和 MMSE-DFE 检测下均优于 SFR-STC。

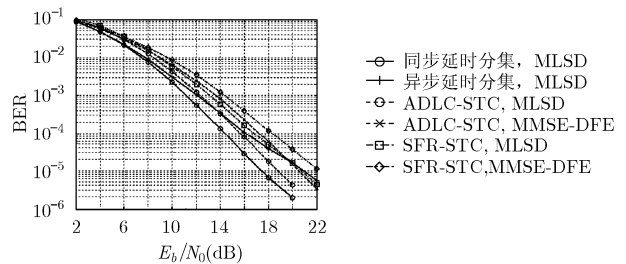


图 1 中继数为 2 时 ADLC-STC 与 SFR-STC 以及延时分集的误码率性能比较

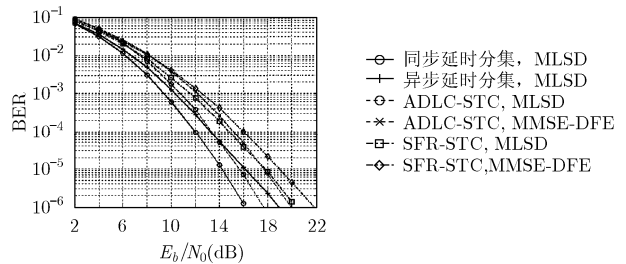


图 2 中继数为 3 时 ADLC-STC 与 SFR-STC 以及延时分集的误码率性能比较

5 结束语

本文提出了一种在中继节点异步传输前提下, 可以在频率选择性衰落信道模型下获得满分集增益的异步分布式线性卷积空时编码。该编码方案可以采用次最优检测算法检测并获得满分集增益, 从而有效降低无线中继网络为了保证节点同步所带来的系统开销。

参考文献

- [1] Sendonaris A, Erkip E, and Aazhang B. User cooperation diversity part I: system description [J]. *IEEE Trans. on Commun.*, 2003, 51(11): 1927-1938.
- [2] Sendonaris A, Erkip E, and Aazhang B. User cooperation diversity part II: Implementation aspects and performance analysis [J]. *IEEE Trans. on Commun.*, 2003, 51(11): 1939-1948.

- [3] Laneman J N and Wornell G W. Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior [J]. *IEEE Trans. on Inf. Theory*, 2004, 50(12): 3062–3080.
- [4] Laneman J N and Wornell G W. Distributed space-time coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless network [J]. *IEEE Trans. on Inf. Theory*, 2003, 49(10): 2415–2425.
- [5] 殷勤业, 张莹, 丁乐, 孟银阔. 协作分集: 一种新的空域分集技术[J]. 西安交通大学学报, 2005, 39(6): 551–557.
Yin Qin-ye, Zhang Ying, Ding Le, and Meng Yin-kuo. Cooperation diversity: A new spatial diversity technique. *Journal of Xi'an Jiaotong University*, 2005, 39(6): 551–57.
- [6] Wei S, Goeckel D L, and Valenti M. Asynchronous cooperative diversity [J]. *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, 2006, 5(6): 1547–1557.
- [7] Mei Y, Hua Y, Swami A, and Daneshrad B. Combating synchronization errors in cooperative relay [C]. Proc. ICASSP'05, Philadelphia, PA, USA, March 2005: 1–6.
- [8] Damen M O and Hammons A R. Delay-tolerant distributed-TAST codes for cooperative diversity [J]. *IEEE Trans. on Inf. Theory*, 2007, 53(10): 3755–3773.
- [9] Li Y and Xia X G. A family of distributed space-time trellis codes with asynchronous cooperative diversity [J]. *IEEE Trans. on Commun.*, 2007, 55(4): 790–800.
- [10] Shang Y and Xia X G. Shift-full-rank matrices and applications in space-time trellis codes for relay networks with asynchronous cooperative diversity [J]. *IEEE Trans. on Inf. Theory*, 2006, 50(4): 3153–3167.
- [11] Li X. Space-time coded multi-transmission among distributed transmitters without perfect synchronization [J]. *IEEE Signal Process. Lett.*, 2004, 11(12): 948–951.
- [12] Scutari G and Barbarossa S. Distributed space-time coding for regenerative relay networks [J]. *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, 2005, 4(5): 2387–2399.
- [13] Li Y and Xia X G. Distributive high-rate full-diversity space-frequency codes for asynchronous cooperative communications [C]. Proc. ISIT'06, Seattle, Washington, USA, 2006: 2612–2616.
- [14] Guo X and Xia X G. Distributed linear convolutive space-time codes for asynchronous cooperative communication networks [J]. *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, 2008, 7(5): 1857–1861.
- [15] Tarokh V, Seshadri N, and Calderbank A R. Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction [J]. *IEEE Trans. on Inf. Theory*, 1998, 44(2): 744–765.
- [16] X Guo and X-G Xia. Distributed linear space-time convolutional codes achieving full cooperative diversity with MMSE-DFE receivers [C]. Proc. WCNC'08, Las Vegas, USA, Mar 2008: 511–516.
- [17] Shang Y and Xia X G. A criterion and design for space-time block codes achieving full diversity with linear receivers [C]. Proc. IEEE Int. Symp. Inform. Theory (ISIT'07), Nice, France, 2007: 2906–2910.
- 种稚萌: 男, 1980 年生, 博士生, 研究方向为移动通信系统及其信号处理技术.
- 朱世华: 男, 1950 年生, 博士, 教授, 博士生导师, 西安交通大学副校长, 长期从事数字通信系统、移动通信及个人通信系统的研究.
- 吕刚明: 男, 1980 年生, 博士生, 研究方向为移动通信中的资源管理技术.