

快衰落瑞利信道下分布式线性卷积空时码的分集增益

刘毅^{*①②} 马莹^① 刘轩^①

^①(西安电子科技大学综合业务网理论及关键技术国家重点实验室 西安 710071)

^②(中国电子科技集团公司数据链技术重点实验室 西安 710068)

摘要: 在无线中继网络中, 中继节点间的随机传输延迟将导致显著的性能下降。因此, 针对慢衰落瑞利信道提出可容忍随机时延的分布式线性卷积空时码(DLC-STC), 但该类空时码在快衰落信道下的分集性能尚未明确。该文从理论上证明了DLC-STC在快衰落瑞利信道下的分集增益。分析表明, DLC-STC虽然最初是在慢衰落信道下被提出的, 但它在快衰落瑞利信道下通过利用最大似然(ML)接收机, 仍可获得满异步协作分集增益, 仿真结果验证了该理论分析, 仿真结果同时表明: 在快衰落瑞利信道下, DLC-STC采用MMSE-DFE接收机能够获得与ML接收机相同的分集增益。

关键词: 快衰落瑞利信道; 分布式线性卷积空时码; 分集增益

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2019)01-0032-06

DOI: 10.11999/JEIT180343

Diversity Gain of Distributed Linear Convolutional Space-time Code on Fast Fading Rayleigh Channels

LIU Yi^{*①②} MA Ying^① LIU Xuan^①

^①(State Key Laboratory of Integrated Service Network, Xidian University, Xi'an 710071, China)

^②(Key Laboratory of Data Link, China Electronics Technology Group Corporation, Xi'an 710068, China)

Abstract: In wireless relay networks, random transmission delays among relay nodes will lead to substantial performance degradation, for which delay-tolerant Distributed Linear Convolutional Space-Time Code (DLC-STC) is proposed. However, its diversity gain on fast fading Rayleigh channels is not clear. This paper analyzes the diversity gain of the DLC-STC on fast fading Rayleigh channels. It is shown that the DLC-STC can achieve full asynchronous cooperative diversity order with Maximum Likelihood (ML) receivers on fast fading Rayleigh channels, although it is originally proposed for slow fading channels. The numerical results verify the theoretical analysis and show that MMSE-DFE receivers, can collect the same diversity order as ML receivers on fast fading Rayleigh channels.

Key words: Fast fading Rayleigh channels; Distributed-Linear-Convolutional Space-Time-Code (DLC-STC); Diversity gain

1 引言

近年来, 无线中继网络对抗信道衰落备受关注, 其在蜂窝网络和无线传感器网络领域都有广泛应用。其中, 由于受体积、功率等条件限制, 移动终端或传感器终端可能仅配备单一天线。对于中继

网络, 人们提出了这样的想法: 安排不同的节点来进行协同通信, 以通过“协作分集”来实现空间分集^[1-3]。目前, 有许多关于中继网络空时编码设计方法的研究。其中大部分研究只考虑了同步情况, 即协作网络中的所有节点是完全同步, 如文献^[4-7]。然而, 由于各个节点通常在地理上是分散的, 并且有各自的互相独立的晶振, 实现分布式节点之间的同步会引入巨大的开销。

由于上述原因, 协作分集本质上应该是异步的。因此, 近年来异步协作分集也得到了大量研究^[8-16]。在文献^[8]中, 基于Hammons-El Gamals的非线性代数空时码^[17]提出了一系列实现满异步协作分集的空时格码。文献^[9]介绍了移位满秩矩阵(SFR)的概

收稿日期: 2018-04-13; 改回日期: 2018-09-21; 网络出版: 2018-10-19

*通信作者: 刘毅 yliu@xidian.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(61671341), 数据链技术重点实验室开放基金(CLDL-20182412), 国家111计划基金(B08038)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61671341), The Foundation of Key Laboratory of Data Link (CLDL-20182412), The National Foundation of 111 Project (B08038)

念, 并系统研究了任意尺寸SFR矩阵的结构, 表明了SFR矩阵可以被用来为协作网络构造空时格码, 进而在没有符号同步时获得满协作分集增益。文献[10]研究了有限移位满秩矩阵(LT-SFR)和松弛状态下移位满秩矩阵(SFR)的变化, 并显示只要系统定时误差在LT-SFR矩阵的延时误差范围内, LT-SFR矩阵就可以保证由其产生的空时网格码的满异步分集。基于与通用空时码类似的分层结构, 文献[13]提出了一种分布式空时码设计方法, 它使得有任意数目中继节点的异步无线中继网络可以达到满空间分集。文献[14]提出了延迟容忍分布式线性卷积空时编码(DLC-STCs)的系统设计策略。在异步无线网络中, 当使用次优接收机(如迫零(ZF), 最小均方误差(MMSE)和最小均方误差判决反馈均衡器(MMSE-DFE))时, 这种策略能够实现满协作分集。在文献[15,16]中, 为慢衰落信道中的全双工异步协作通信网络设计了不同的DLC-STC方案。所有的方案都可以获得满异步协作分集增益。

所有上述方案都是为了解决在协作通信网络中的时间异步问题而提出的。一般认为, 从中继节点到目的节点的信道是慢衰落信道, 其中上述所提出的方案可获得满异步协作分集增益。然而, 在节点存在相对运动情况下, 尤其是当目的节点快速移动的时候, 会导致中继节点到目的节点的信道变为快衰落信道。在这些信道下, 分布式空时编码的可达分集增益是一个有意义的问题。本文考虑中继节点到目的节点的信道为快衰落瑞利信道, 分析了文献[14]中提出的DLC-STC的可达分集增益, 并理论证明了它在快衰落瑞利信道下利用ML接收机可获得异步满协作分集增益。

2 系统模型

本文研究如图1所示的协作通信网络^[9,14], S和D分别表示源节点和目的节点。在源节点和目的节点之间存在一些中继节点 r 。系统通过两个时隙的通信, 完成一次源节点向目的节点的信息中继。

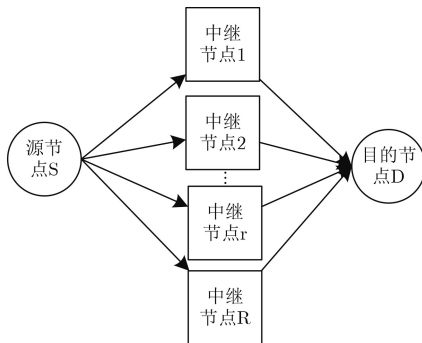


图1 无线中继网络示意图

在第1个时隙中, 源节点发出一个符号序列到所有潜在的中继节点。中继节点采用译码-转发协议, 即中继节点首先解调所接收的信号, 然后通过循环冗余校验确定被检测到的信号是否正确。如果在某个中继节点成功检测到了信号, 该中继节点将参与第2时隙的转发过程。即每一个进行再次转发的中继节点都会得到一个正确的符号序列。因此, 第2时隙的转发独立于第1个时隙的广播信道。本文不研究第1时隙的广播过程, 重点研究第2时隙的转发过程。此处用 R 来表示参与第2时隙转发的中继节点数目。在第2时隙中, 源节点将停止传送。参与转发过程中的中继节点协作执行DLC-STC编码传送, 并输送到目的节点D。

应用于中继节点 r 的DLC-STC方案可以表达为 $\bar{\mathbf{T}}^{(r)} \cdot \mathbf{s}$, 其中, $\mathbf{s}$ 来自于源节点被中继节点 r 正确接收到的符号序列。 $\bar{\mathbf{T}}^{(r)}, r = 1, 2, \dots, R$ 是托普利兹矩阵, 如文献[13,14]中所示。

$$\bar{\mathbf{T}}^{(r)} = \begin{bmatrix} \bar{t}_1^{(r)} & \bar{t}_2^{(r)} & \cdots & \bar{t}_L^{(r)} & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \bar{t}_1^{(r)} & \bar{t}_2^{(r)} & \cdots & \bar{t}_L^{(r)} & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & \bar{t}_1^{(r)} & \bar{t}_2^{(r)} & \cdots & \bar{t}_L^{(r)} \end{bmatrix} \quad (1)$$

在式(1)中, $\bar{t}_l^{(r)}, r = 1, 2, \dots, R, l = 1, 2, \dots, L$ 是DLC-STC方案生成多项式的系数, 它可以表示为矢量 $\bar{\mathbf{t}}^{(r)} = [\bar{t}_1^{(r)} \bar{t}_2^{(r)} \cdots \bar{t}_L^{(r)}]$, $r = 1, 2, \dots, R$, 系数的设计应该满足平移满秩矩阵的特性^[9,10]。

本文假设第 r 个中继链路 $\tau_r, r = 1, 2, \dots, R$ 的传输延迟是信息符号周期 T_s 的整数倍, 分数倍的延时对信号的影响是降低抽样幅值, 可以计入到无线信道的衰落系数中。对抗中继之间的相对延时误差的一种方法是通过文献[8,14]中的零填充保护间隔来保护编码符号序列。填充长度 $\tau_{\max}$ 必须大于或等于任意两个中继节点之间的最大可能时延, 从而使相邻编码块不会互相干扰。在不失一般性的情况下, 假设 $\tau_1 = 0$ 且 $\tau_1 \leq \tau_2 \leq \cdots \leq \tau_R \leq \tau_{\max}$ 。对于中继节点 r , 具有时间延迟的DLC-STC可以被重新生成等效生成矩阵 $\mathbf{T}^{(r)}$, 它是一个 $N \times (N + L - 1 + \tau_{\max})$ 矩阵, 如 $\mathbf{T}^{(r)} = [\mathbf{0}_{N \times \tau_r} \bar{\mathbf{T}}^{(r)} \mathbf{0}_{N \times (\tau_{\max} - \tau_r)}]$, 其中, $\bar{\mathbf{T}}^{(r)}$ 是由生成多项式 $\bar{\mathbf{t}}^{(r)}$ 的系数形成的托普利兹矩阵。

本文假设从源节点传送的数据块为 $\mathbf{s} = [s_0 \ s_1 \ \cdots \ s_{N-1}]$, 其中, $E[|s_i|^2] = \sigma_s^2$ 。那么, 在目标节点接收到的信号可以被写为

$$\mathbf{y} = \mathbf{H} \mathbf{s}^T + \mathbf{w} \quad (2)$$

其中, $M = N + L - 1 + \tau_{\max}, \mathbf{w} = [w_1 \ w_2 \ \cdots \ w_M]^T$

是加性噪声, 其元素是每个维数方差为 $N_0/2$ 的零均值复高斯随机变量的独立样本。 $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{M \times N}$ 是等效信道, 并具有式(3)的格式

$$\mathbf{H} = \bar{\mathbf{H}}\mathbf{P} \quad (3)$$

此处

$$\bar{\mathbf{H}} = [\mathbf{h}_1 \mathbf{h}_2 \cdots \mathbf{h}_R]_{M \times RM} \quad (4)$$

$$\mathbf{h}_r = \begin{bmatrix} h_{r1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & h_{r2} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & h_{rM} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\mathbf{P} = [\mathbf{T}^{(1)} \mathbf{T}^{(2)} \cdots \mathbf{T}^{(R)}]_{N \times RM}^T \quad (6)$$

这里, h_{rm} 是中继节点 r 在第 m 个时隙的信道响应, 这被建模为瑞利信道。

由 $\mathbf{s} = [s_0 \ s_1 \ \cdots \ s_{N-1}]$ 形成的编码块可以表示为

$$\mathbf{c} = \mathbf{P}\mathbf{s}^T = [\mathbf{c}^{(1)} \ \mathbf{c}^{(2)} \ \cdots \ \mathbf{c}^{(R)}]_{1 \times RM}^T \quad (7)$$

其中, $\mathbf{c}^{(r)} = [c_1^r \ c_2^r \ \cdots \ c_M^r]$ 是由中继节点 r 发送的码字。因此, 在目标节点接收到的信号可以被改写为

$$\mathbf{y} = \bar{\mathbf{H}}\mathbf{c} + \mathbf{w} = \begin{bmatrix} h_{11}c_1^1 + h_{21}c_1^2 + \cdots + h_{R1}c_1^R + w_1 \\ h_{12}c_2^1 + h_{22}c_2^2 + \cdots + h_{R2}c_2^R + w_2 \\ \vdots \\ h_{1M}c_M^1 + h_{2M}c_M^2 + \cdots + h_{RM}c_M^R + w_M \end{bmatrix}_{M \times 1} \quad (8)$$

从式(8)中可看到, 该矩阵的第 m 行是在第 m 个时隙的目标节点接收到的信号。另外, 对于中继节点 r , 信道响应 h_{rm} , $m = 1, 2, \cdots, M$, 在一个块内随着时隙 m 变化, 即, 中继节点和目的节点之间的信道是快衰落瑞利通道, 其中, 由DLC-STC可获得的分集增益是本文研究的重点。

3 快衰落瑞利信道下具有随机时延的DLC-STC分集增益

为了在慢衰落瑞利信道实现异步满协作分集增益, 文献[14]提出DLC-STC方案。它表明: 假设最大时延 $\tau_{\max}$ 是有限的, 当且仅当它的生成多项式集是一个平移满秩(SFR)集, DLC-STC可以在任何延迟分布下利用ZF, MMSE和MMSE-DFE接收机在慢衰落瑞利信道下获得满分集增益。

然而, 当DLC-STC方案被用于快衰落瑞利信道时, 是否能实现异步满协作分集? 如果能实现其前提条件是什么? 这些问题尚不明确。本文将从理论上分析快衰落瑞利信道下DLC-STC方案的异步协作分集增益。首先, 本文给出如下定义和引理。

定义1 对于一个矩阵 $\mathbf{V}_{u \times k} = [\mathbf{v}_1 \ \mathbf{v}_2 \ \cdots \ \mathbf{v}_k]$, 其

中, $\mathbf{v}_i (1 \leq i \leq k)$ 是 $u \times 1$ 矢量。如果最后一列 $\mathbf{v}_k$ 不能表示为其它列的组合, 则称 $\mathbf{V}_{u \times k}$ 为尾列独立的(LCI)矩阵。

引理1 假设 $\mathbf{V}_{u \times k}$ 是LCI矩阵, 并且它满足 $\mathbf{V}_{u \times k}\mathbf{a}_{k \times 1} = \mathbf{b}_{u \times 1}$, 且 $\mathbf{V}_{u \times k}\tilde{\mathbf{a}}_{k \times 1} = \tilde{\mathbf{b}}_{u \times 1}$, 其中, $\mathbf{a}_{k \times 1} = [a_{k-1} \ a_{k-2} \ \cdots \ a_0]$, $\mathbf{b}_{k \times 1} = [b_{k-1} \ b_{k-2} \ \cdots \ b_0]$, $\tilde{\mathbf{a}}_{k \times 1} = [\tilde{a}_{k-1} \ \tilde{a}_{k-2} \ \cdots \ \tilde{a}_0]$, $\tilde{\mathbf{b}}_{k \times 1} = [\tilde{b}_{k-1} \ \tilde{b}_{k-2} \ \cdots \ \tilde{b}_0]$ 。那么对于 $\mathbf{b}_{u \times 1} \neq \tilde{\mathbf{b}}_{u \times 1}$ 的充分必要条件是 $a_0 \neq \tilde{a}_0$ 。

接下来, 给出本文的主要结论。

定理1 DLC-STC方案能够在利用ML接收机的情形下, 在快衰落瑞利信道获得异步满协作分集增益 R 。其中, R 是参与到第2时隙转发过程的中继节点数目。

证明 假设从第 r 个中继节点发送的码字是 $\mathbf{c}_m^r$, $1 \leq m \leq M$, m 是每个编码块的时隙的数目。信号星座图中的元素是以 σ_s 系数缩小的, 使得星座图的平均能量为1。当该信道是快衰落瑞利信道时, 在时隙 m 目标节点接收到的信号表示为

$$d_m = \sigma_s \sum_{r=1}^R h_{rm} c_m^r + w_m \quad (9)$$

其中, h_{rm} 是信道系数, w_m 是复高斯噪声。从文献[18]中可知, $\mathbf{c} = c_1^1 c_1^2 \cdots c_1^R c_2^1 c_2^2 \cdots c_2^R \cdots c_M^1 c_M^2 \cdots c_M^R$ 的发射和利用ML解码器解码成 $\mathbf{e} = e_1^1 e_1^2 \cdots e_1^R e_2^1 e_2^2 \cdots e_2^R \cdots e_M^1 e_M^2 \cdots e_M^R$ 的概率可近似为

$$P(\mathbf{c} \rightarrow \mathbf{e} | h_{rm}, r, m) \leq \exp \left(-d^2(\mathbf{c}, \mathbf{e}) \frac{\sigma_s^2}{4N_0} \right) \quad (10)$$

其中,

$$d^2(\mathbf{c}, \mathbf{e}) = \sum_{m=1}^M \left| \sum_{r=1}^R h_{rm}(c_m^r - e_m^r) \right|^2 \quad (11)$$

设 $\mathbf{H}_m = (h_{1m} \ h_{2m} \ \cdots \ h_{Rm})$ 和 $\mathbf{C}_m$ 表示 $R \times R$ 矩阵, 且第 p 行和第 q 列元素等同于 $(c_m^p - e_m^p)(c_m^q - e_m^q)$ 。那么, 式(11)可以写为

$$d^2(\mathbf{c}, \mathbf{e}) = \sum_{m=1}^M \mathbf{H}_m \mathbf{C}_m \mathbf{H}_m^* \quad (12)$$

显然, 矩阵 $\mathbf{C}_m$ 为Hermite矩阵, 这里存在一个酉矩阵 $\mathbf{V}_m$ 和一个对角矩阵 $\mathbf{D}_m$, 使得 $\mathbf{C}_m = \mathbf{V}_m \mathbf{D}_m \mathbf{V}_m^*$ 。用 $\mathbf{D}_{rr}^{(m)}$, $1 \leq r \leq R$ 来表示矩阵 $\mathbf{D}_m$ 的对角线元素。由于矩阵 $\mathbf{C}_m$ 是Hermite矩阵, $\mathbf{D}_{rr}^{(m)}$, $1 \leq r \leq R$, 同样也是矩阵 $\mathbf{C}_m$ 的特征值以及实数。假设 $(\alpha_{1m} \ \alpha_{2m} \ \cdots \ \alpha_{Rm}) = \mathbf{H}_m \mathbf{V}_m$, 会得到

$$\mathbf{H}_m \mathbf{C}_m \mathbf{H}_m^* = \sum_{r=1}^R |\alpha_{rm}|^2 \mathbf{D}_{rr}^{(m)} \quad (13)$$

将式(13)和式(12)代入式(10), 并且对于瑞利分布 $|\alpha_{rm}|$ 取平均, 可得

$$P(\mathbf{c} \rightarrow \mathbf{e}) \leq \prod_{r,m} \left(1 + D_{rr}^{(m)} \frac{\sigma_s^2}{4N_0}\right)^{-1} \quad (14)$$

不难看出, 如果 $\mathbf{c} \neq \mathbf{e}$, $\mathbf{C}_m$ 秩为1; 如果 $\mathbf{c} = \mathbf{e}$, $\mathbf{C}_m$ 秩为0。由此得出, R 个特征值 $D_{11}(m), D_{22}(m), \dots, D_{RR}(m)$ 中的 $R-1$ 个是零。唯一的可能非零特征值是 $|\mathbf{c}_m - \mathbf{e}_m|^2$ 。从式(14)中可看出

$$P(\mathbf{c} \rightarrow \mathbf{e} | h_{rm}) \leq \prod_{m=1}^M \left(1 + |\mathbf{c}_m - \mathbf{e}_m|^2 \frac{\sigma_s^2}{4N_0}\right)^{-1} \quad (15)$$

表示时间的集合为 $1 \leq m \leq M$, 使得 $|\mathbf{c}_m - \mathbf{e}_m| \neq 0$, 如 $\psi(\mathbf{c}, \mathbf{e})$, 并且, 表示 $\psi(\mathbf{c}, \mathbf{e})$ 的元素数量为 $|\psi(\mathbf{c}, \mathbf{e})|$ 。由此, 式(15)可简化为

$$P(\mathbf{c} \rightarrow \mathbf{e}) \leq \prod_{m \in E(\mathbf{c}, \mathbf{e})} \left(|\mathbf{c}_m - \mathbf{e}_m|^2 \frac{\sigma_s^2}{4N_0}\right)^{-1} \\ = g(\psi(\mathbf{c}, \mathbf{e})) \left(\frac{\sigma_s^2}{4N_0}\right)^{-|\psi(\mathbf{c}, \mathbf{e})|} \quad (16)$$

$$\mathbf{c} = \begin{bmatrix} t_{11}s_0 & t_{11}s_1 + t_{12}s_0 & \cdots & t_{1R}s_{N-1} & \overbrace{0 \cdots 0}^{\tau_{\max}} \\ \overbrace{0 \cdots 0}^{\tau_2} & t_{21}s_0 & t_{21}s_1 + t_{22}s_0 & \cdots & t_{2R}s_{N-1} & \overbrace{0 \cdots 0}^{\tau_{\max}-\tau_2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \overbrace{0 \cdots 0}^{\tau_R} & t_{R1}s_0 & t_{R1}s_1 + t_{R2}s_0 & \cdots & t_{RR}s_{N-1} & \overbrace{0 \cdots 0}^{\tau_{\max}-\tau_R} \end{bmatrix} \quad (17)$$

因为 $\mathbf{s} \neq \tilde{\mathbf{s}}$, 在两个信号之间至少有一个不同的元素。在不失一般性的情况下, 假设 $s_0 \neq \tilde{s}_0$ 。事实上, 如果 $s_0 = \tilde{s}_0$, 且 $s_j \neq \tilde{s}_j$, 就可以交换这两个符号的位置, 这不影响此编码的误比特率性能。

在式(18)中, 包含 s_0 的最后一列可以表示为

$$\mathbf{c}^{(\tau_R+R)} = \mathbf{Q} \mathbf{s}^{(\tau_R+R)} = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} & t_{13} & \cdots & t_{1R} & \overbrace{0 \cdots 0}^{\tau_R} \\ \overbrace{0 \cdots 0}^{\tau_2} & t_{21} & t_{22} & \cdots & t_{2R} & \overbrace{0 \cdots 0}^{\tau_R-\tau_2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \overbrace{0 \cdots 0}^{\tau_R} & t_{R1} & t_{R2} & \cdots & t_{R(R-1)} & t_{RR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{\tau_R+R-1} \\ \vdots \\ s_1 \\ s_0 \end{bmatrix} \quad (18)$$

实际上, 可以把 $\mathbf{c}^{(t)}$, $1 \leq t \leq \tau_R + R$, 表示成

$$\mathbf{c}^{(t)} = \mathbf{Q}^{(t)} \mathbf{s}^{(t)} \quad (19)$$

这里, $\mathbf{s}^{(t)}$ 是由 $\mathbf{s}$ 的最后 r 行形成的子向量, $\mathbf{Q}^{(t)}$ 是由 $\mathbf{Q}$ 矩阵前 t 列所形成的子矩阵。所以, $\mathbf{Q}^{(\tau_R+R)} = \mathbf{Q}$ 是很容易理解的。

需要说明的是: $\mathbf{c}$ 是由SFR集构成的, 因此, $\mathbf{Q}$ 是行满秩矩阵, 且其秩为 R 。那么, $\mathbf{Q}$ 至少具有 R 列不能表示为其它列的线性组合。因此, 至少存在 R 个子矩阵 $\mathbf{Q}^{(t)}$ ($1 \leq t \leq \tau_R + R$), 它们是LCI矩

阵。从式(16)中可看到, $g(\psi(\mathbf{c}, \mathbf{e}))$ 不影响分集增益, 并且分集增益为 $|\psi(\mathbf{c}, \mathbf{e})|$ 。因此, 得出以下结论。

引理 2 如果对任意两个码字 $\mathbf{c}$ 和 $\tilde{\mathbf{c}}$, 字符串 $c_m^1 c_m^2 \cdots c_m^R$ 和 $\tilde{c}_m^1 \tilde{c}_m^2 \cdots \tilde{c}_m^R$ 至少对于 $1 \leq m \leq M$ 范围中的 K 值是不同的, 那么该编码可以利用ML接收机在快衰落瑞利信道中获得 K 值的分集增益。

对于DLC-STC方案, 假设用于编码的SFR集合是 $\bar{\mathbf{t}}^{(1)} = [t_{11} \ t_{12} \ \cdots \ t_{1R}]$, $\bar{\mathbf{t}}^{(2)} = [t_{21} \ t_{22} \ \cdots \ t_{2R}]$, $\dots$, $\bar{\mathbf{t}}^{(R)} = [t_{R1} \ t_{R2} \ \cdots \ t_{RR}]$, 由 $\mathbf{s} = [s_0 \ s_1 \ \cdots \ s_{N-1}]$ 所形成的等效码 $\mathbf{c}$ 如式(17)中所示, 其中, 第 j 行第 i 列元素在 $\mathbf{c}$ 中表示为 c_j^i , 它通过在时隙 i 中的第 j 个中继节点被发送。为了证明DLC-STC方案可以利用ML接收机获得分集增益 R , 只需要证明任何两个由两个不同的信号块 $\mathbf{s} = [s_0 \ s_1 \ \cdots \ s_{N-1}]^T$ 和 $\tilde{\mathbf{s}} = [\tilde{s}_0 \ \tilde{s}_1 \ \cdots \ \tilde{s}_{N-1}]^T$ 形成的码字 $\mathbf{c}$ 和 $\tilde{\mathbf{c}}$ 至少有 R 个值是不同的。

由引理1可知, 如果该参数矩阵 $\mathbf{Q}^{(t)}$ 是LCI矩阵, 且 $s_0 \neq \tilde{s}_0$, 就会得到 $\mathbf{c}^{(t)} \neq \tilde{\mathbf{c}}^{(t)}$ 。由于至少存在 R 个不同LCI子矩阵 $\mathbf{Q}^{(t)}$ ($1 \leq t \leq \tau_R + R$), 可知不少于 R 个时隙, 如 $\mathbf{c}^{(t)} \neq \tilde{\mathbf{c}}^{(t)}$ ($1 \leq t \leq \tau_R + R$)。这就意味着由两个不同的数据序列 $\mathbf{s} = [s_0 \ s_1 \ \cdots \ s_{N-1}]^T$ 和 $\tilde{\mathbf{s}} = [\tilde{s}_0 \ \tilde{s}_1 \ \cdots \ \tilde{s}_{N-1}]^T$ 所构成的式(19)中编码字至少对于 R 值是不同的。通过引理2中的结论得出, 该空时码可以获得分集增益 R 。证毕

从上面的分析可得, DLC-STC方案可以在快

衰落瑞利信道中获得 R 重异步协作分集增益,但是需要采用ML接收机。DLC-STC在快衰落信道与慢衰落信道的不同之处在于:如式(8)中所示,快衰落信道中同一个码字在不同时刻发送的码元所经历的信道是变化的,而慢衰落信道中一个码字在不同时刻发送的码元经历的信道保持不变,这使得在快衰落信道中无法采用线性接收机获得满协作分集增益。

4 仿真结果

为了验证上述分析,在DLC-STC方案和DF方案之间比较了相对于信噪比的误比特率性能,通过采用QPSK调制进行了仿真比较。来自中继节点的延迟均匀分布在 $[0, \tau_{\max}]$ 。最大延迟 $\tau_{\max}$ 和零填充长度都是4,各符号序列的长度是20。DF和DLC-STC这两种方案都分别利用最小均方误差(MMSE),最小均方误差判决反馈均衡器(MMSE-DFE)^[19]和最大似然(ML)接收机进行了评估。

图2和图3分别给出了在2个中继和3个中继情况下的系统平均误码率与信噪比的关系。从中可以看出,在快衰落瑞利信道中,所有接收机使用DLC-STC方案均优于传统的DF方案。DLC-STC和DF这两个方案都能通过ML接收器实现最佳性能。在快衰落瑞利信道中,DLC-STC方案是无法通过MMSE接收机获得满协作分集增益的,而利用ML接收机则可以获得满协作分集增益。这与本文第3节的理论分析相吻合。从仿真结果也可看出,DLC-STC方案中,MMSE-DFE接收机可以和ML接收机获得相同的分集增益。即在快衰落瑞利信道中,DLC-STC码通过MMSE-DFE接收机也可以获得满协作分集增益。

5 结束语

在异步协作通信网络中,针对慢衰落信道提出

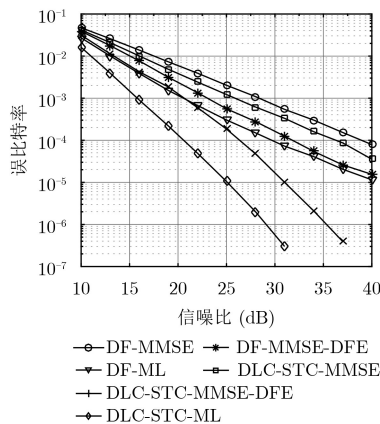


图2 快衰落瑞利信道上2中继协作网络的误比特率性能

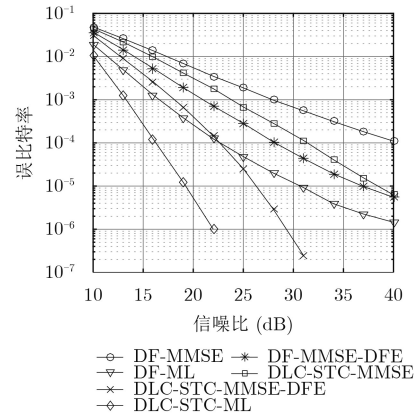


图3 快衰落瑞利信道上3中继协作网络的误比特率性能

的分布式线性卷积空时编码(DLC-STC)方案,既可以利用线性接收机(MMSE)在慢衰落瑞利信道获得异步满协作分集增益,又可利用ML接收机在快衰落瑞利信道获得异步满协作分集增益。采用MMSE接收机则无法在快衰落瑞利信道中获得满协作分集增益。当然,采用ML接收机需要付出更高的实现复杂度代价。

参考文献

- [1] OLIVO E E B, OSORIO D P M, ALVES H, *et al.* An adaptive transmission scheme for cognitive decode-and-forward relaying networks: Half duplex, full duplex, or no cooperation[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2016, 15(8): 5586–5602. doi: 10.1109/TWC.2016.2562109.
- [2] LI Qunwei and VARSHNEY P K. Resource allocation and outage analysis for an adaptive cognitive two-way relay network[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2017, 16(7): 4727–4737. doi: 10.1109/TWC.2017.2702170.
- [3] ZHONG Fuli, XIA Xianggen, LI Hui, *et al.* Distributed linear convolutional space-time coding for two-hop full-duplex relay $2 \times 2 \times 2$ cooperative communication networks[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2018, 17(5): 257–286. doi: 10.1109/TWC.2018.2797914.
- [4] LIU Yi, XIA Xianggen, ZHANG Zhiqiang, *et al.* Distributed space-time coding based on the self-coding of RLI for full-duplex two-way relay cooperative networks[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2017, 65(12): 3036–3047. doi: 10.1109/TSP.2017.2675861.
- [5] PENG Tong, and DE LAMARE R C. Adaptive buffer-aided distributed space-time coding for cooperative wireless networks[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2016, 64(5): 1888–1900. doi: 10.1109/TCOMM.2016.2544934.
- [6] NWANEKEZIE N, OWOJAIYE G, and SUN Yichuang.

- Implementing differential distributed orthogonal space time block coding using coefficient vectors[C]. 2016 IEEE Wireless Communications and Networking Conference, Chennai, India, 2016: 1–6. doi: [10.1109/WCNC.2016.7565133](https://doi.org/10.1109/WCNC.2016.7565133).
- [7] GONG Fengkui, LI Guo, GE Jianhua, *et al.* Distributed concatenated recursive alamouti-circulant STBC for two-way multi-relay networks[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2016, 64(8): 3262–3274. doi: [10.1109/TCOMM.2016.2589269](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2016.2589269).
- [8] LI Yabo and XIA Xianggen. A family of distributed space-time Trellis codes with asynchronous cooperative diversity[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2007, 55(4): 790–800. doi: [10.1109/TCOMM.2007.894117](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2007.894117).
- [9] SHANG Yue and XIA Xianggen. Shift-full-rank matrices and applications in space-time trellis codes for relay networks with asynchronous cooperative diversity[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2006, 52(7): 3153–3167. doi: [10.1109/TIT.2006.876222](https://doi.org/10.1109/TIT.2006.876222).
- [10] SHANG Yue and XIA Xianggen. Limited-shift-full-rank matrices with applications in asynchronous cooperative communications[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2007, 53(11): 4119–4126. doi: [10.1109/TIT.2007.907510](https://doi.org/10.1109/TIT.2007.907510).
- [11] WANG Huiming, XIA Xianggen, YIN Qinye, *et al.* A family of space-time block codes achieving full diversity with linear receivers[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2009, 57(12): 3607–3617. doi: [10.1109/TCOMM.2009.12.080477](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2009.12.080477).
- [12] SHANG Yue and XIA Xianggen. Space-time block codes achieving full diversity with linear receivers[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2008, 54(10): 4528–4547. doi: [10.1109/TIT.2008.928986](https://doi.org/10.1109/TIT.2008.928986).
- [13] GUO Xiaoyong and XIA Xianggen. A distributed space-time coding in asynchronous wireless relay networks[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2008, 7(5): 1812–1816. doi: [10.1109/TWC.2008.070042](https://doi.org/10.1109/TWC.2008.070042).
- [14] GUO Xiaoyong and XIA Xianggen. Distributed linear convolutive space-time codes for asynchronous cooperative communication networks[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2008, 7(5): 1857–1861. doi: [10.1109/TWC.2008.070753](https://doi.org/10.1109/TWC.2008.070753).
- [15] LIU Yi, XIA Xianggen, and ZHANG Hailin. Distributed space-time coding for full-duplex asynchronous cooperative communications[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2012, 11(7): 2680–2688. doi: [10.1109/TWC.2012.060212.112214](https://doi.org/10.1109/TWC.2012.060212.112214).
- [16] LIU Yi, XIA Xianggen, and ZHANG Hailin. Distributed linear convolutional space-time coding for two-relay full-duplex asynchronous cooperative networks[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2013, 12(12): 6406–6417. doi: [10.1109/TWC.2013.102313.130541](https://doi.org/10.1109/TWC.2013.102313.130541).
- [17] HAMMONS A R and EI GAMAL H. On the theory of space-time codes for PSK modulation[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2000, 46(2): 524–542. doi: [10.1109/18.825816](https://doi.org/10.1109/18.825816).
- [18] TAROKH V, SESHADRI N, and CALDERBANK A R. Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1998, 44(2): 744–765. doi: [10.1109/18.661517](https://doi.org/10.1109/18.661517).
- [19] WANG Huiming, XIA Xianggen, and YIN Qinye. Computationally efficient equalization for asynchronous cooperative communications with multiple frequency offsets[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2009, 8(2): 648–655. doi: [10.1109/TWC.2009.071389](https://doi.org/10.1109/TWC.2009.071389).
- 刘 毅: 男, 1978年生, 教授, 研究方向为宽带无线通信技术、空时编码与协作通信技术、通信对抗。
- 马 莹: 女, 1993年生, 硕士生, 研究方向为宽带无线通信技术、协作通信与非正交多址技术。
- 刘 轩: 男, 1991年生, 硕士生, 研究方向为宽带无线通信技术、协作通信与空时编码技术。